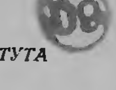
Б. П. АПАРОВ

МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

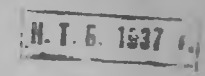


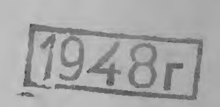
ОНТИ • НКТП • СССР • 1936



Б. П. АПАРОВ
ПРОФ. МОСКОВСКОГО ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА ИМ. В. М. МОЛОТОВА







МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Том I

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

ТЕОРИЯ

Утверждено ГУУЗ НКТП в качестве учебного руководства для энергетических втузов



НКТП СССР
ОБЪЕДИНЕННОЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
ГЛАВНАЯ РЕДАКЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЛИТЕРАТУРЫ
МОСКВА 1936 ЛЕНИНГРАД

ЭЭ-20-5(2)-4
Прот. ТКК от 17/VI 1936 г. № 48

Редактор инж. А. Д. Смирнов. Технич. редактор К. М. Шевелев.

Сдано в производство 16/VII 1936 г. Подписано к печати 17/VIII 1936 г.
Формат бумаги 62×94 1/16. Колич. печ. листов 22,5. Колич. бум. листов 11,25.
Учетно-авторск. листов 24,5. Колич. печ. зн. в 1 бум. листе 104 400
Авторских листов 24. Энергоредакция № 60. Учетн. № 7024.
Уполномоченный Главлита № В-45345. Тираж 5000. Заказ № 3711.

2-я типография ОНТИ им. Евг. Соколовой. Ленинград, пр. Красных Командиров, 29.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемая читателю книга „Асинхронные машины“ представляет первый том предполагаемого мной к печатанию труда „Машины переменного тока“ и посвящена теории асинхронных машин.

Книга может служить учебником для высшей школы; однако в этом случае в соответствии с программами читаемого курса могут быть опущены отдельные специальные главы.

Несмотря на то, что расчет асинхронных машин предполагается дать в третьем томе (второй том будет содержать теорию синхронных машин), книга „Асинхронные машины“ содержит основные формулы электрического расчета.

Дальнейшее развитие нормальных машин становится невозможным без точного знания не только ее основной теории, но и всех ее новейших разработок. Учитывая это, автор не ограничился написанием только основ рабочего процесса, но также взял на себя задачу изложить новейшую теорию асинхронных машин на основании советской и иностранной литературы в том объеме, в каком это должен знать расчетный инженер завода или инженер, встречающийся с асинхронной машиной в эксплоатации.

Таким образом основная особенность книги по сравнению с существующими учебниками заключается в изложении кроме рабочего процесса асинхронной машины также детальной теории особых режимов.

В отдельных главах книги подробно рассматриваются:

a) работа асинхронной машины при несимметричном напряжении сети;

b) работа асинхронной машины с реостатом, имеющим неравные сопротивления фаз;

c) работа асинхронного двигателя при колебании напряжения и частоты сети;

d) рабочие и пусковые процессы при неправильных соотношениях чисел зубцов статора и ротора;

e) подробная теория пусковых режимов короткозамкнутого асинхронного двигателя различных конструкций;

f) особые режимы асинхронного двигателя (самовозбуждение асинхронных генераторов, машина двойного питания, регулирование скорости с помощью переключения числа полюсов, работа асинхронной машины тормозом, периодумформером и т. д.).

Учитывая то большое распространение, которое в настоящее время получили двигатели типа Бушеро и с глубокими пазами, в книге излагается их основная теория, а также производится сравнение их пусковых и рабочих свойств.

При изложении специальных глав асинхронных машин простота изложения в отдельных случаях должна была уступить научности изложения. Автор позволил себе пойти по этому пути, надеясь на рост и запросы советского читателя, который в настоящее время требует не только книг для первоначального ознакомления с электрическими машинами, но и глубокого научного изучения их рабочего процесса.

В заключение автор, обращаясь к товарищам читателям, просит их прислать ему те или иные замечания по данной книге, которые помогли бы ему при последующих изданиях книги дополнить ее, идя навстречу желаниям автора дать нашей стране книгу, достойную нашей высокой техники и стоящую на одном уровне с наиболее передовыми техническими книгами заграницы.

Б. АПАРОВ

16/I 1936 г.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ

Изобретение асинхронного двигателя относится к восьмидесятым годам прошлого столетия. Как и всякая электрическая машина, асинхронный двигатель является машиной обратимой, т. е. может работать и как генератор. Но наибольшее распространение асинхронная машина получила в качестве двигателя, а потому изучение ее строится в первую очередь применительно к режиму двигательному, затем уже генераторному и к специальным модификациям.

С изобретением и развитием асинхронного двигателя связаны имена итальянца Феррариса, венгерца Тесла и русского Доливо-Добровольского; последний придал асинхронному двигателю конструкцию, в основном сохранившуюся и до настоящего времени.

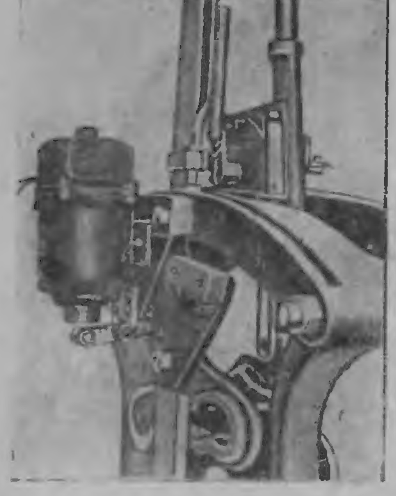
Своим развитием асинхронные машины обязаны значительной простоте конструкции и в связи с этим меньшей стоимости, бо́льшей по сравнению с другими машинами простоте обслуживания и пуска.

Мощности, на которые строятся асинхронные двигатели, колеблются в очень широких пределах. Если в установках до 100 kW асинхронный двигатель получил почти исключительное применение, то и в более крупных по мощности установках асинхронный двигатель встречается в целом ряде производств как тяжелой, так и легкой промышленности. Но наибольшей мощности асинхронные двигатели достигли в установках прокатных станов и на судах, хотя надо заметить, что в этих областях наряду с асинхронными двигателями применяются еще двигатели синхронные и постоянного тока.

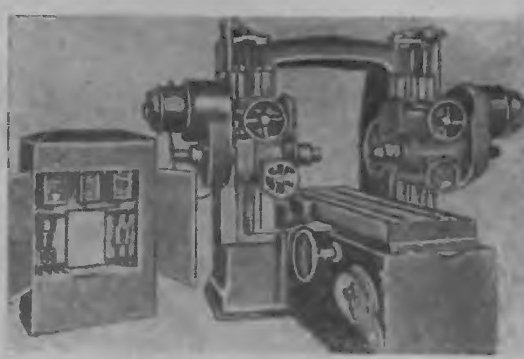
Ниже из теории рабочего процесса будет выяснено, что асинхронный двигатель обладает двумя существенными недостатками: трудностью регулировки числа оборотов и сравнительно низким коэфициентом мощности ($\cos\varphi$). Поэтому в основном асинхронный двигатель употребляется все же в тех производствах, где регулировки скорости не требуется. В случаях, когда по роду производства изменение числа оборотов двигателя является необходимым, асинхронный двигатель соединяется в каскады с электрическими машинами, имеющими необходимые скоростные характеристики, или же питается от преобразователей числа периодов.

Желание получить асинхронный двигатель, работающий с $\cos\varphi$, равным единице, привело к созданию так называемых компенсированных двигателей, которые также будут предметом изложения соответствующих глав.

Наиболее простым и экономичным является так называемый короткозамкнутый асинхронный двигатель, который при простоте конструкции имеет более высокий к. п д. и cos φ. Применению короткозамкнутых двигателей сравнительно большой мощности препятствуют увеличение пускового тока и уменьшение начального момента. Чтобы обойти эти затруднения, в настоящее время применяются специальные типы короткозамкнутых асинхронных двигателей, так называемый тип Бушеро



Фиг. 1a.



Фиг. 1b.



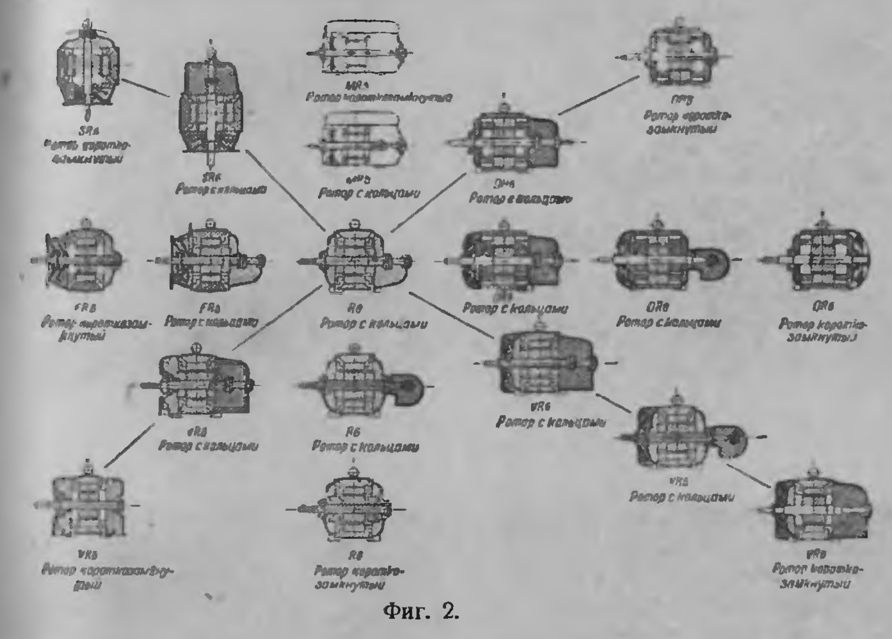
Фиг. 1c.



Фиг. 1d.

(с двойной беличьей клеткой и ее модификациями) и тип с глубоким пазом ротора. Благодаря свойствам изменять сопротивление обмоток ротора вместе с частотой у указанных двигателей удается получить допустимый пусковой ток при весьма хорошем начальном моменте.

При развитии одиночного привода установка двигателя в самых различных местах машины-орудия заставляет конструктора развивать производство электродвигателей таким образом, чтобы двигатель можно было монтировать в самых разнообразных положениях. На фиг. 1a — 1d представлены фотографии современных станков, оборудованных одиночными приводными двигателями. В этих случаях ядром двигателя остается тело статора и ротора; остальные детали — корпус, крышки — изготовляются в самом разнообразном выполнении в порядке взаимозаменяемости деталей. На фиг. 2 приведен современный электродвигатель



Фиг. 2.

с различными к нему деталями корпуса и крышек, превращающими его то в открытую, то в закрытую, то в вертикальную, то в фланцевую машину.

В ряде производств употребление одиночного привода требует развития двигателей не только нормальной конструкции, но в зависимости от рода производства — герметически закрытых, способных выдерживать взрывы, защищенных от дождя, брызг, пыли и т. д. Для их выполнения требуется или самостоятельная серия двигателей или же их можно получить путем взаимозаменяемости деталей для статора и ротора нормального выполнения. В целом ряде производств требуются асинхронные двигатели со специальными пусковыми и перегрузочными свойствами, а также с особым режимом работы в отношении чередования рабочих пауз и распределения графика нагрузки — так называемые двигатели с нестационарным режимом работы — подъемные крановые устройства и т. д.

Из всего видно, что асинхронный двигатель как в отношении конструкции, так и режима работы должен быть приспособлен для данного производства.

Разнообразие конструктивных особенностей выполнения асинхронных двигателей, однако, никоим образом не нарушает стройности теории их основного рабочего ядра — статора и ротора, к изложению которой после выяснения основных принципов рабочего процесса мы и перейдем.

Оговорим, что при изучении теории асинхронного двигателя будем считать постоянными напряжение на его зажимах, частоту питающего тока, а также примем, что напряжения фаз образуют симметричную систему. Работу асинхронного двигателя при колебаниях напряжения и частоты сети, а также при несимметричных напряжениях фаз, рассмотрим в специальной главе.

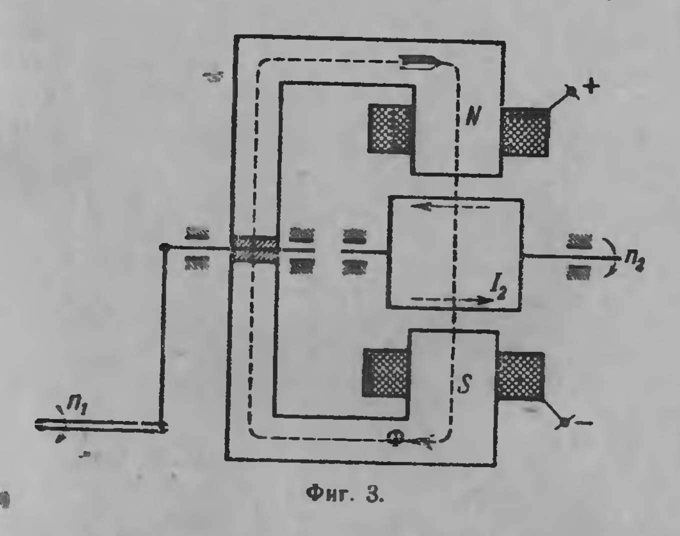
ГЛАВА ПЕРВАЯ

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ, УСТРОЙСТВО И ОСНОВНЫЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

1. Принцип действия асинхронного двигателя

Работа асинхронного двигателя основана на принципе так называемого вращающегося магнитного поля и взаимодействия его с током ротора. Асинхронный двигатель явилось бы возможным осуществить следующим образом:

Вообразим, что мы имеем два полюса N и S, образующие замкнутую магнитную цепь, причем полюсы могут вращаться около некоторой оси (фиг. 3). Расположим строго по той же оси в скользящих опорах ци-



Фиг. 3.

линдрический ротор, который для начала представим себе выполненным из массивного железа. Если питать теперь постоянным током обмотки возбуждения полюсов, то в окружающем ротор пространстве, а также в теле ротора возбудится магнитное смещение среды — возникнет магнитный поток Ф. Если теперь посторонним усилием начать вращать систему полюсов вокруг оси, то, как показывает опыт, ротор также придет во вращение в сторону вращения магнитов и магнитного поля. Если полюсная система будет вращаться с числом оборотов n_1, то ро-

тор, вращаясь в ту же сторону, будет иметь число оборотов n_2, причем n_2 будет меньше n_1; таким образом ротор будет отставать при вращении от поля статора. За меру этого отставания обычно берут разность между n_1 и n_2, выраженную в процентах, относительно числа оборотов вращающегося магнитного поля. Эту величину принято называть коэфициентом скольжения или просто **скольжением** ротора s:

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \, 100\%.$$

В дальнейшем будет выяснено численное значение этой величины при минимальной нагрузке.

Факт вращения ротора в сторону вращающегося магнитного поля объясняется следующим образом:

Магнитное поле полюсов, вращаясь относительно сначала неподвижного цилиндра, пересекает его и наводит по закону электромагнитной индукции в его теле токи Фуко. Эти токи, взаимодействуя с магнитным потоком полюсов, создают крутящее усилие и крутящий момент, пропорциональный согласно основному закону электрических машин произведению из потока Ф на ток I_2 в роторе,

$$M = c \cdot \Phi I_2,$$

где c — коэфициент пропорциональности.

Под влиянием этого крутящего момента, вызванного вращающимся полем полюсов, ротор придет во вращение, если моменты сопротивления его (трение и нагрузка) меньше. Одинаковая синхронная скорость поля и ротора невозможна. Действительно, предположив одинаковой синхронную скорость ротора и вращающегося поля, мы сейчас же установим относительную неподвижность ротора и линий вращающегося магнитного поля полюсов; при этом в теле ротора пропадут токи I_2, а следовательно, и крутящий момент поля, пропорциональный произведению потока на ток I_2 ротора. Вращение ротора, даже если последний и не имел бы нагрузки, начнет замедляться под влиянием сил трения в подшипниках и о воздух. Но как только угловая скорость ротора уменьшится, сейчас же начнется все ускоряющееся относительное движение линий магнитного потока полюсов относительно ротора, пропорциональное разности чисел оборотов $n_1 - n_2$ поля и ротора, т. е. скольжению s ротора; при этом в роторе начнут наводиться токи I_2, и от их взаимодействия с потоком образуется крутящий момент поля, противодействующий моменту сопротивления ротора. Уменьшение числа оборотов ротора или увеличение его скольжения будет происходить до тех пор, пока наведенные вращающимся [1] потоком полюсов токи I_2 не создадут крутящий момент, равный и противоположный моменту сопротивления ротора. Таким образом основным свойством вращения ротора в двигателе с вращающимся полем является несинхронная, или, как говорят, асинхронная скорость ротора и поля. Отсюда двигатели, работающие по этому принципу, и называются асинхронными двигателями. Когда при работе такого двигателя увеличится момент сопротивления на его валу, то при постоянном потоке полюсов Ф ротор уменьшит свое число оборотов n_2 или увеличит скольжение s.

[1] В нашем случае поток Ф полюсов будем считать постоянным, и увеличение момента в этом случае будет происходить только за счет увеличения тока в роторе.

Схематически изображенное на фиг. 3 устройство асинхронного двигателя является весьма сложным по своей конструкции, имея вращающимися как якорь, так и полюсную систему, требующую возбуждения постоянным током. В таком виде конструкция асинхронного двигателя применяется крайне редко, например, в тепловозах для передачи движения к осям тепловоза от дизелей, имеющих жесткую характеристику. Применяя описанной конструкции асинхронный двигатель, называемый в этом случае асинхронной муфтой, можно осуществить плавную передачу на оси без помощи зубчатых колес, а в некоторых случаях регулировать и число оборотов передачи.

Для нормальных условий работы является необходимой более простая конструкция асинхронного двигателя. Огромное упрощение конструкции асинхронного двигателя достигается с помощью открытого Феррарисом и Тесла принципа получения вращающегося магнитного поля.

2. Принцип образования вращающегося поля многофазными токами

Выясним основные законы вращающегося поля на двухфазной системе катушек *I* и *II* (фиг. 4 и 5) [1].

В плоскости каждой катушки при протекании по ней тока возникает магнитное поле, пропорциональное мгновенному значению тока, если предположить, что вблизи катушек железа нет. Так как величина тока в катушке меняется по закону синуса, то и величина напряженности магнитного поля будет изменяться по закону синуса во времени в каждой точке пространства.

Посмотрим, какой величины и направления будет результирующее магнитное поле в центре катушек *I* и *II*, обтекаемых двухфазным током. Для начала рассмотрим величину результирующего магнитного поля для четырех моментов времени (фиг. 5):

a) величина тока в первой фазе равна max, во второй 0,
b) величина тока в первой фазе равна 0, во второй max,
c) величина тока в первой фазе равна — max, во второй 0,
d) величина тока в первой фазе равна 0, во второй — max.

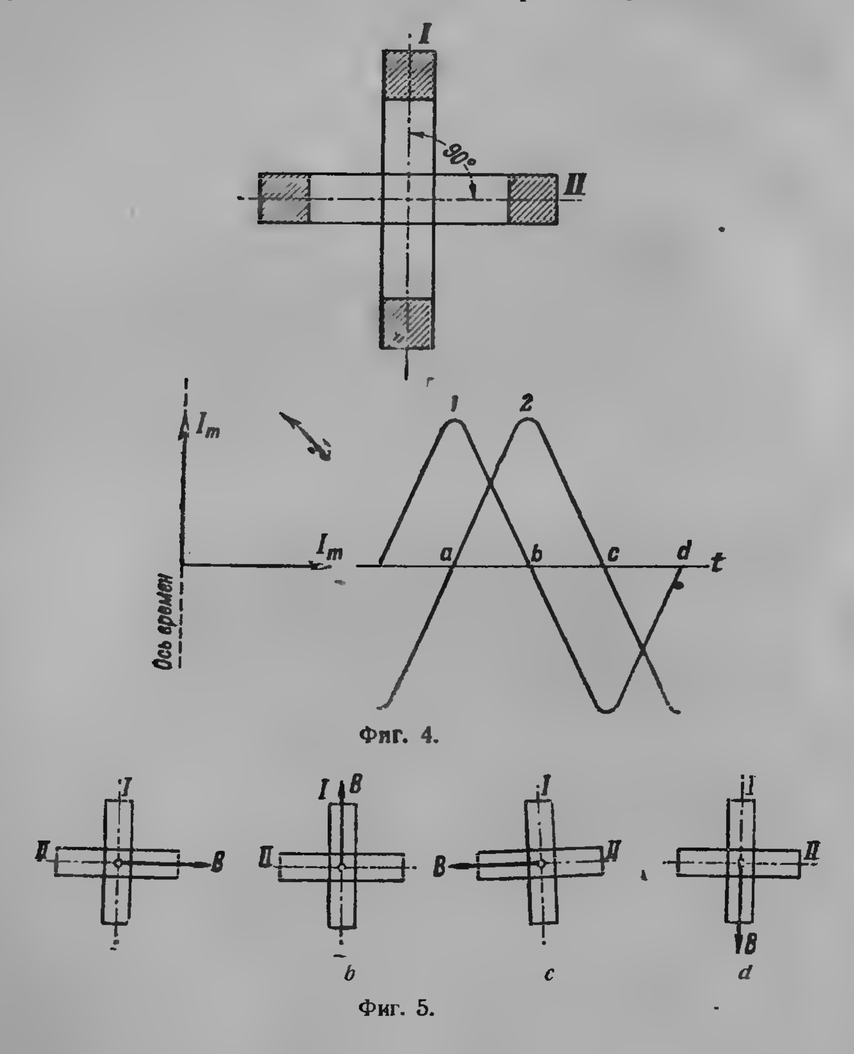
Затем снова случай „a“ и т. д.

Для момента времени „a“ результирующее поле будет являться полем катушки *I* (в катушке *II* ток равен нулю) и будет направлено перпендикулярно к плоскости катушки *I*.

Для случая „b“ результирующее поле будет являться полем катушки *II* (в катушке *I* ток равен нулю) и будет направлено перпендикулярно к плоскости катушки *II*, т. е. повернется на угол 90° в пространстве. Для случая „c“ на основании аналогичных рассуждений результирующее поле будет перпендикулярно к плоскости катушки *I*, но обратно по направлению по сравнению со случаем „a“, т. е. сделает поворот еще на 90°. Наконец, для момента времени „d“ направление поля будет

[1] При изложении основной теории будем считать токи в катушках фаз синусоидальными и одинаковыми.

обратно по направлению полю в момент времени „b“, т. е. сделает поворот еще на 90°. Таким образом результирующее поле за один период изменения тока сделает один оборот в пространстве вокруг

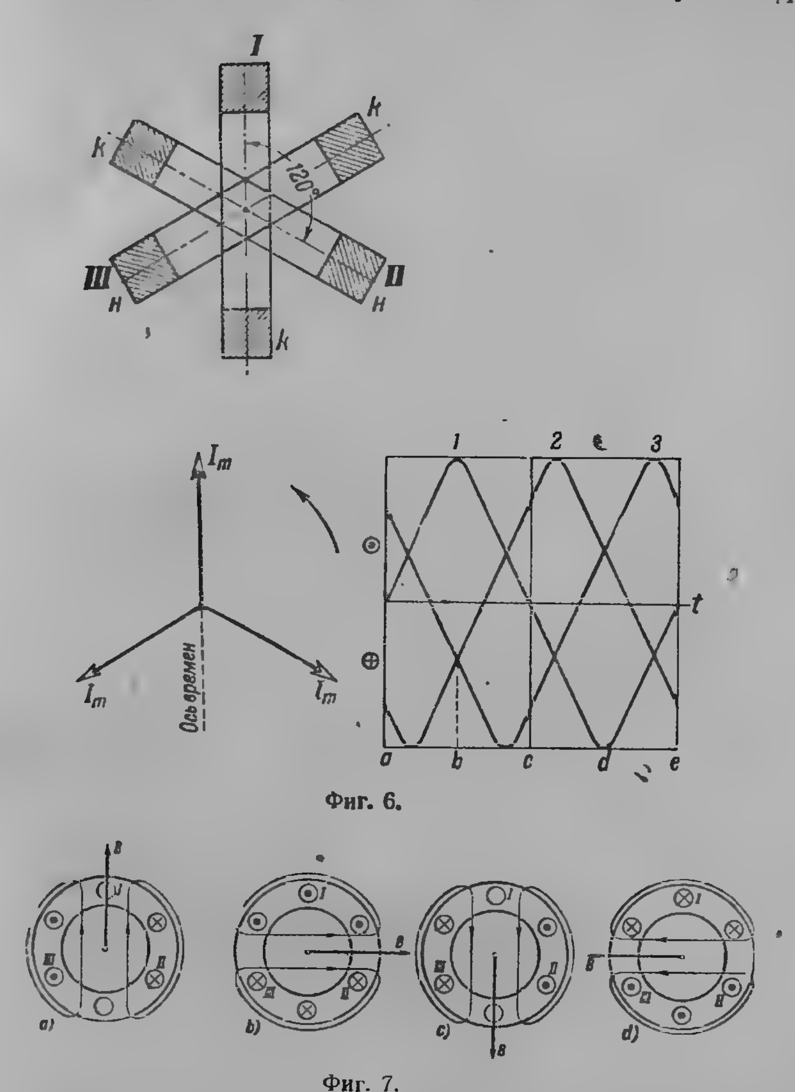


Фиг. 4.

Фиг. 5.

катушек *I* и *II*; при частоте $f = 50$ Hz результирующее поле будет делать 50 оборотов в секунду, или 3 000 об/мин.

Рассмотрим теперь трехфазную систему катушек (фиг. 6). При построении положительное значение тока в начале катушки какой-нибудь фазы обозначим значком ⊙, отрицательное значение — значком ⊗. Если в рассматриваемый момент времени в катушке нет тока, то в кружке ничего не ставится. Результирующее поле зафиксируем в данный момент как примерным направлением силовых линий, так и некоторой величины вектором. На фиг. 7 произведено построение результирующего поля также для четырех моментов времени: „a“, „b“, „c“, „d“. Из рассмотрения фиг. 7 видно, что в случае трехфазной системы катушек результирующее магнитное поле при обтекании их трехфазным током получается также вращающимся, причем за время, соответствующее $^1/_4$ пе-



Фиг. 6.

Фиг. 7.

риода тока, результирующее поле поворачивается также на $^1/_4$ окружности (90°), делая полный поворот за время одного периода тока.

3. Величина и скорость вращающегося поля

Выясним величину амплитуды результирующего поля, а также величину его угловой скорости при любом мгновенном значении тока. Так как напряженность и индукция магнитного поля каждой катушки изме-

няются по времени по тому же закону, как и величина тока, то при сделанных предположениях для мгновенных значений индукций мы можем написать для двухфазной системы

$$B_1 = B_m \sin \omega t \text{ для катушки } I,$$

$$B_2 = B_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \text{ для катушки } II.$$

Для любого произвольного момента времени для двухфазной системы индукция каждой катушки может быть представлена некоторой величины вектором, перпендикулярным плоскости данной катушки (фиг. 8). Результирующий вектор индукции поля B в центре катушек может быть найден в виде геометрической суммы обоих векторов:

$$B = \sqrt{B_1{}^2 + B_2{}^2} = \sqrt{(B_m \sin \omega t)^2 + \left[B_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right]^2},$$

$$B = \sqrt{B_m{}^2 \sin^2 \omega t + B_m{}^2 \cos^2 \omega t} = B_m = \text{const}.$$

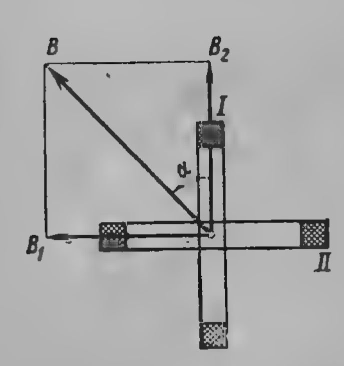
Таким образом амплитуда результирующего вращающегося поля в любое время равна амплитуде индукции фазы и постоянна по величине. Найдем теперь угловую скорость вращения поля. Скорость перемещения результирующего поля определяется изменением угла α (фиг. 8). Величина угла α определяется из треугольника

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{B_1}{B_2} = \frac{B_m \sin \omega t}{B_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)} =$$

$$= \frac{\sin \omega t}{\cos \omega t} = \operatorname{tg} \omega t,$$

откуда

$$\alpha = \omega t \quad \text{и} \quad \frac{d\alpha}{dt} = \omega = \text{const}.$$



Фиг. 8.

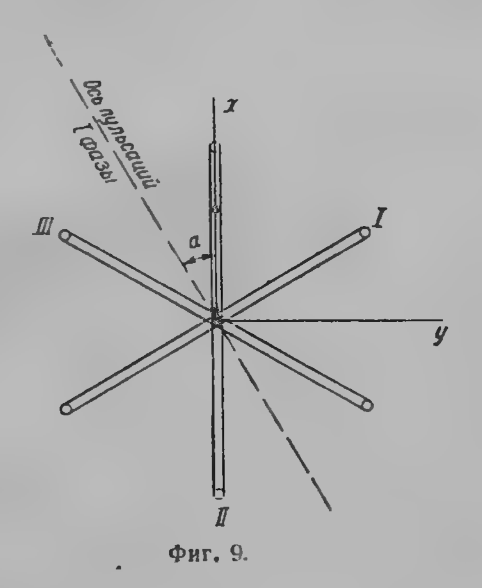
Таким образом точным путем убеждаемся, что при питании двух катушек, расположенных перпендикулярно друг другу на одной оси, двухфазным током возникает в пространстве постоянное по величине и вращающееся с постоянной угловой скоростью магнитное поле. Для того чтобы определить величину вращающегося магнитного поля в трехфазной системе, поступим следующим образом:

$$B_1 = B_m \sin \omega t \quad \text{для катушки } I,$$
$$B_2 = B_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \text{ для катушки } II,$$
$$B_3 = B_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \text{ для катушки } III$$

спроектируем мгновенные значения индукции B_1, B_2 и B_3 в данный момент времени от трех фаз на две оси координат x и y, выбранные таким образом, что ось x смещена на угол α относительно оси пуль-

саций фазы I (фиг. 9). Полученные по осям x и y две взаимно перпендикулярные величины индукции B_x и B_y сложим геометрически таким же образом, как мы это проделали для двухфазной системы. Величина B_x равна

$$B_x = B_m \sin \omega t \cos \alpha + B_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) +$$
$$+ B_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) = \frac{1}{2} B_m \sin(\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} B_m \sin(\omega t + \alpha) +$$
$$+ \frac{1}{2} B_m \sin(\omega t - \alpha) + \frac{1}{2} B_m \sin\left(\omega t + \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} B_m \sin(\omega t - \alpha) +$$
$$+ \frac{1}{2} B_m \sin\left(\omega t + \alpha - \frac{8\pi}{3}\right) = \frac{3}{2} B_m \sin(\omega t - \alpha).$$



Фиг. 9.

Величина B_y равна

$$B_y = B_m \sin \omega t \sin \alpha + B_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) +$$
$$+ B_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \sin\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) = \frac{1}{2} B_m \cos(\omega t - \alpha) - \frac{1}{2} B_m \cos(\omega t + \alpha) +$$
$$+ \frac{1}{2} B_m \cos(\omega t - \alpha) - \frac{1}{2} B_m \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) +$$
$$+ \frac{1}{2} B_m \cos(\omega t - \alpha) - \frac{1}{2} B_m \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{8\pi}{3}\right) = \frac{3}{2} B_m \cos(\omega t - \alpha).$$

$$B = \sqrt{B_x{}^2 + B_y{}^2} = \frac{3}{2} B_m \sqrt{\sin^2(\omega t - \alpha) + \cos^2(\omega t - \alpha)} = \frac{3}{2} B_m = \text{const}.$$

Аналогично угловая скорость вращающегося поля получается

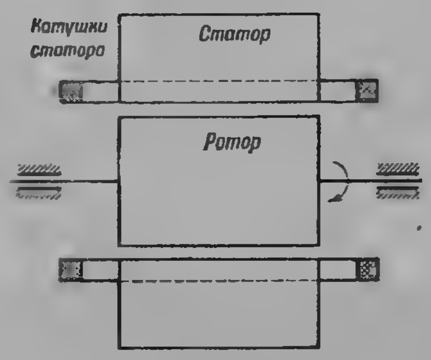
$$\operatorname{tg} \beta = \frac{B_x}{B_y} = \operatorname{tg}(\omega t - \alpha); \qquad \beta = (\omega t - \alpha).$$

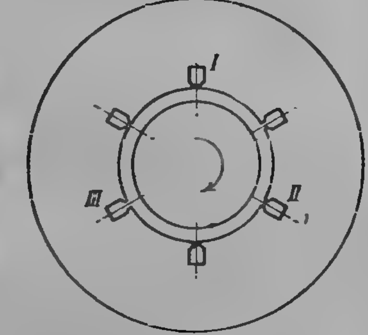
$$\frac{d\beta}{dt} = \omega = \text{const}.$$

Таким образом при питании трехфазным током трех катушек, оси которых сдвинуты в пространстве на тот же угол, на который по времени сдвинуты векторы токов фаз, мы получаем в пространстве результирующее вращающееся поле, постоянное по амплитуде и вращающееся с постоянной угловой скоростью (относительно центра катушек). Амплитуда вращающегося поля при трехфазной системе в полтора раза больше амплитуды поля одной фазы.

4. Устройство асинхронного двигателя

Образование вращающегося магнитного поля с помощью неподвижных катушек может быть непосредственно использовано для замены в ранее разобранной конструкции асинхронного двигателя (фиг. 3) вращающегося полюсного колеса с постоянными магнитами. Асинхронный двигатель с вращающимся магнитным полем, образованным многофазными токами, чаще всего трехфазными, при этом получает весьма большую простоту, легкость конструкции и малую стоимость. Конструкция асинхронного двигателя на принципе вращающегося поля, созданного трехфазным током, была разработана инж. Доливо-Добровольским и в основном сохранилась до настоящего времени. Конструкция состоит из двух основных частей (фиг. 10): статора, собранного из листового железа, и ротора, который в первых моделях был массивным. На статоре заложена многофазная обмотка, например, трехфазная. Чтобы торцовые



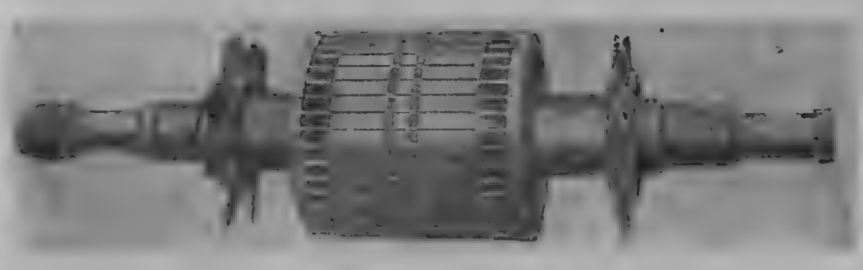


Фиг. 10.



Фиг. 10а.

соединения катушек не мешали движению, лобовые части последних отогнуты (фиг. 10а). Ротор вращается в подшипниках. Конструкция асинхронного двигателя с массивным ротором себя не оправдала из-за больших потерь на токи Фуко, а также низкого $\cos\varphi$ двигателя. Поэтому роторы асинхронных двигателей собираются из листового железа, так же как и железо статора. Так как в этом случае токи Фуко в роторе сильно уменьшены, то взаимодействие их с вращающимся полем



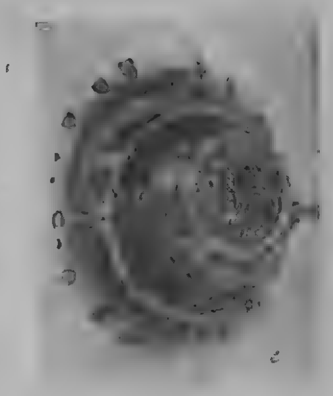
Фиг. 11а. Ротор с беличьей клеткой.



Фиг. 11b. Ротор с литой беличьей клеткой из алюминия.

создает весьма малый момент, недостаточный для приведения в движение. Для усиления момента вращения на ротор из листового железа закладывают обмотку. В простейшем выполнении она состоит из ряда стержней, заложенных в пазах и замкнутых на концах кольцами. Такую обмотку часто называют беличьим колесом (фиг. 11). Токи, необходимые для создания крутящего момента, наводятся в короткозамкнутой клетке, а само тело ротора, собранное из листов железа толщиной 0,5 mm, служит только магнитопроводом. Статор и ротор отделены друг от друга междужелезным пространством, иначе воздушным зазором, который выполняется возможно малым, насколько допустимо с точки зрения конструкции. Увеличение воздушного зазора в асинхронных двигателях нежелательно, так как возрастает сопротивление пути магнитного потока двигателя. В начале пуска асинхронного двигателя, когда ротор неподвижен, магнитное поле имеет относительно

ротора наибольшую скорость и наводит в проводах клетки весьма большие токи. Для уменьшения пусковых токов в двигателях бóльшей мощности вместо беличьей клетки выполняют трехфазную обмотку, соединенную в звезду и выведенную на кольца (фиг. 12). К кольцам через щетки в момент пуска присоединяется пусковое сопротивление (реостат). С помощью реостата уменьшается пусковой ток и повышается пусковой момент двигателя. В течение пуска сопротивление реостата постепенно выводится; по окончании пуска помощью специального приспособления щетки с колец поднимаются и обмотка ротора коротко замыкается. В двигателях большой мощности, а также в некоторых типах крановых двигателей ротор иногда не имеет приспособления для подъема и замыкания щеток. Обмотки как статора, так и ротора асинхронных двигателей, так же как и других машин, расположены в пазах. Пазы статоров в машинах малой и средней мощ-



Фиг. 12.

ности выполняются трапецоидальными, в машинах средней и большой мощности прямоугольной формы — полузакрытыми или открытыми. Пазы роторов делаются или трапецоидальной формы или прямоугольной, но всегда полузакрытые.

Выполнение двигателей производится согласно классификации норм (ВЭС § 7 и 8).

I. Классификация по системам охлаждения:

1) двигатели с естественным охлаждением;
2) двигатели с самовентиляцией;
3) двигатели с посторонним охлаждением.

II. Классификация по способу защиты:

1) открытые двигатели;
2) защищенные двигатели;
3) закрытые двигатели (вентилируемые);
4) закрытые, защищенные против взрыва двигатели.

5. Скольжение и момент вращения

При первоначальном изучении основных свойств асинхронных двигателей было найдено, что ротор имеет скольжение в магнитном поле, характеризуемое коэфициентом скольжения s:

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1}.$$

Рассмотрим сейчас основные энергетические соотношения асинхронного двигателя при работе. Пусть вращающееся магнитное поле делает n_1 оборотов в минуту и имеет угловую скорость ω_{1n} (фиг. 13). Пусть к ротору приложен постоянный момент сопротивления M_c, при этом ротор делает постоянное число n_2 оборотов в минуту, имея угловую скорость ω_{2p}. Ротор находится в динамическом равновесии потому, что токи I_2, наведенные в проводах ротора вращающимся магнитным полем, взаимодействуя с полем, образуют крутящий момент, равный и противоположный моменту сопротивления на валу двигателя $M = M_c$. Мощность вращающегося магнитного поля может быть написана как

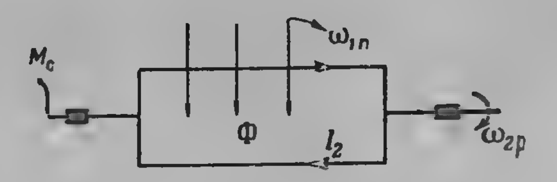
$$P_i = M\omega_{1n},$$

а мощность на валу двигателя

$$P_2 = M\omega_{2p}.$$

Так как $n_2 < n_1$ и $\omega_{2p} < \omega_{1n}$, то $P_i > P_2$.

Таким образом мощность, переданная ротору вращающимся полем, больше, чем мощность на валу двигателя; часть мощности идет на по-



Фиг. 13.

тери в обмотках ротора $m_2 I_2^2 r_2$, где r_2 — активное сопротивление фазы ротора и m_2 — число фаз ротора. Поэтому

$$P_i = P_2 + m_2 I_2^2 r_2 \tag{1,1}$$

или

$$M\omega_{1n} = M\omega_{2p} + m_2 I_2^2 r_2.$$

Подставив вместо ω_{2p} его значение из выражения

$$s = \frac{\omega_{1n} - \omega_{2p}}{\omega_{1n}},$$

а именно $\omega_{2p} = \omega_{1n}(1 - s)$, будем иметь

$$M\omega_{1n} = M\omega_{1n}(1 - s) + m_2 I_2^2 r_2,$$

или

$$M\omega_{1n} = M\omega_{1n} - (M\omega_{1n})s + m_2 I_2^2 r_2,$$

откуда

$$m_2 I_2^2 r_2 = P_i s.$$

Мы выразили основное свойство асинхронного двигателя. Потери в меди ротора составляют s-ю часть мощности вращающегося поля и при постоянной мощности последнего пропорциональны скольжению. Увели-

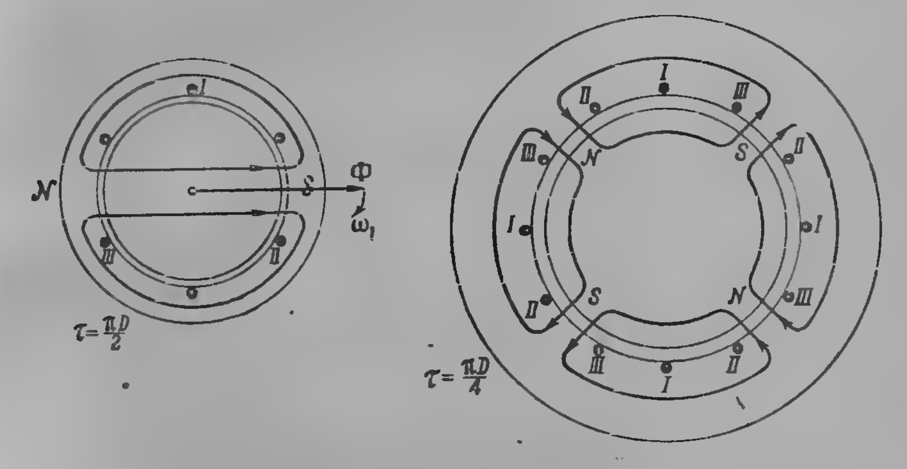
чение активного сопротивления при постоянной силе тока ротора I_2 и постоянном моменте увеличивает скольжение ротора, т. е. понижает его число оборотов. Таким образом введением в цепь ротора активного сопротивления является возможным регулировать число оборотов асинхронного двигателя, но такое регулирование не является экономичным. Из выражения (1,1) видно, что, если при $M = \text{const}$ понизить число оборотов асинхронного двигателя до $s = 1/2$, то только половина мощности поля будет передана на вал ротора $P_2 = 0{,}5P_1$, а другая половина $0{,}5P_1 = m_2 I_2^2 r_2$ будет тратиться в сопротивлениях ротора на их нагрев. Принимая во внимание еще потери статора, к. п. д. асинхронного двигателя в этом случае нужно считать меньшим 50%.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ОБМОТКИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

6. Общие положения, определения и основные схемы обмоток

В настоящее время наибольшее распространение получил трехфазный ток; поэтому при изучении основной теории мы будем рассматривать трехфазный асинхронный двигатель.



Фиг. 14.

В гл. 1, § 2 мы выяснили, что вращающееся магнитное поле делает один оборот за время, соответствующее одному периоду тока, т. е. вращается 50 раз в секунду (3 000 в минуту) при стандартном у нас 50-периодном токе, питающем катушки. В практике требуются иногда другие рабочие скорости двигателей. Достигается это расположением в трехфазном двигателе двух, трех, четырех и т. д. комплектов из трех катушек на том же статоре таким образом, чтобы каждые три катушки заняли строго симметричное положение и одинаковую с другими часть статора. Несимметричное заложение катушек всегда ухудшает рабочие свойства асинхронных двигателей.

Часть дуги расточки статора, занятая тремя катушками трех фаз, называется двойным полюсным делением 2τ, так как определяет пространство

двух полюсов. На фиг. 14 представлена магнитная цепь двухполюсного и четырехполюсного асинхронных двигателей.

Таким образом полюсное деление асинхронного двигателя определяется тем же выражением, как и в других машинах:

$$\tau = \frac{\pi D}{2p},$$

где p есть число пар полюсов.

При p парах полюсов вращающееся магнитное поле перемещается за время, соответствующее одному периоду тока, только на $\frac{1}{p}$ часть окружности статора, т. е. в секунду сделает не 50, а $50:p$ оборотов, а в минуту не 3 000, а $3\,000:p$ оборотов. Таким образом при частоте тока 50 Hz вращающееся поле будет делать:

В четырехполюсном двигателе	$(2p=4)$	— 1 500	об/мин
„ шестиполюсном „	$(2p=6)$	— 1 000	„
„ восьмиполюсном „	$(2p=8)$	— 750	„
„ десятиполюсном „	$(2p=10)$	— 600	„ и т. д.

Получение числа оборотов, большего чем 3 000 при 50-периодном токе, является невозможным. В этом случае применяют обычно более высокое число периодов. Так, например, электроверетена в машинах на фабриках искусственного волокна делают 12 000 об/мин (и выше). Для получения этого числа оборотов асинхронные двигатели электроверетен выполняются двухполюсными, и катушки фаз статора питаются переменным током частоты 200 Hz и выше.

Катушки фаз каждой пары полюсов при практическом выполнении разбиваются каждая на несколько равных частей; таким образом все витки каждой фазы разбиваются на несколько отдельных катушек с равным числом витков; каждая сторона такой катушки закладывается в соответствующий паз (однослойное выполнение). Основным правилом выполнения нормальной симметричной обмотки является устройство одинакового числа пазов в каждой из фаз; отсюда следует, что каждая фаза трехфазного статора должна занимать ровно $^1/_3$ часть полюсного деления. Отступления от этого правила будут иметь место в несимметричных обмотках с дробным числом пазов на полюс и фазу.

Выполненные указанным образом катушки фаз обычно называются обмоткой асинхронного двигателя.

При изучении нормальных обмоток асинхронных двигателей основными величинами, определяющими их свойства, являются число пар полюсов $2p$ обмотки и число пазов на полюс и фазу q, т. е. число пазов, занятых фазой на каком-нибудь полюсе. Таким образом число пазов обмотки на полюсе будет $q \cdot m$, где m — число фаз.

Общее число пазов на статоре или роторе, имеющем $2p$ полюсов, будет равно

$$Q_1 = 2q_1 p m_1$$

на статоре,

$$Q_2 = 2q_2 p m_2$$

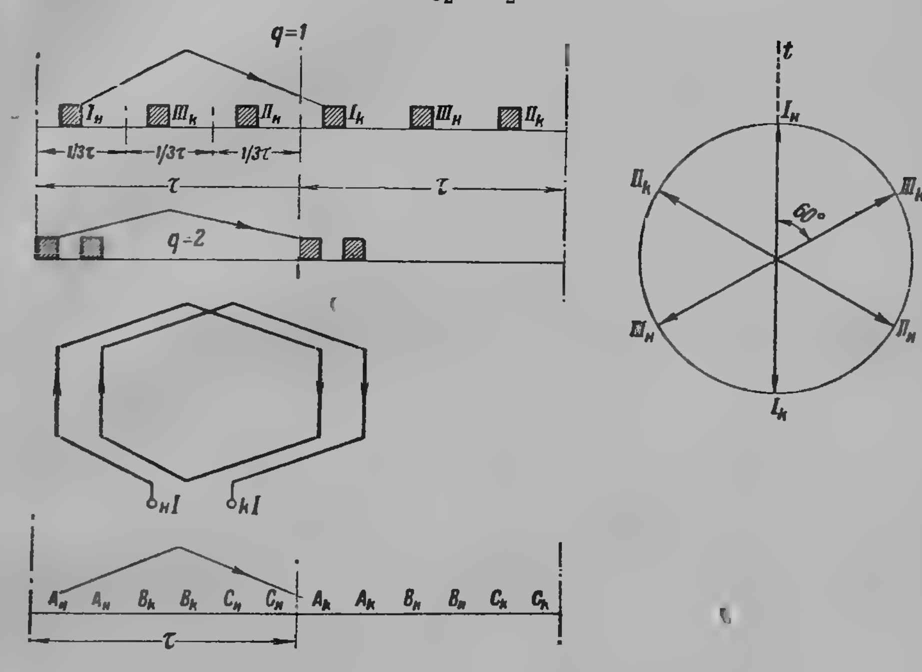
на роторе.

Здесь q_1 — число пазов на полюс и фазу на статоре;
q_2 — число пазов на полюс и фазу на роторе;
m_1 — число фаз статора;
m_2 — число фаз ротора.

Следует указать, что полное число зубцов статора или ротора равно полному числу пазов

$$Q_1 = z_1,$$

$$Q_2 = z_2.$$



Фиг. 15. Метод конструирования однослойной обмотки.

Для асинхронных двигателей с кольцами обычно

$$q_2 = 0{,}7 \div 0{,}8 q_1,$$

$$q_2 = 1{,}2 \div 1{,}4 q_1,$$

так как при

$$q_2 = 0{,}85 \div 1{,}15 q_1$$

наблюдается гудение двигателей, а при

$$q_2 > 1{,}41 q_1$$

получается увеличение потерь в железе.

Для короткозамкнутых двигателей рекомендуемые числа пазов будут приведены в гл. 20.

Рассмотрим теперь, в какой последовательности расположены катушки фаз на двойном полюсном делении. При изучении этого вопроса, а равно и дальнейших, будем считать двойное полюсное деление выпрямленным,

а число проводов в пазу равным единице. Далее, должно считать двойное полюсное деление разделенным на 360° (электрических градусов), т. е. принять его равным 2π, так как за один период тока поле перемещается на двойное полюсное деление. Так как каждая фаза занимает $^1/_3$ часть полюсного деления, а фазы отстоят друг от друга на угол сдвига фаз тока, то начала каждой фазы пространственно сдвинуты друг относительно друга на $^2/_3$ полюсного деления. Таким образом между началами двух фаз лежит конец третьей фазы (фиг. 15). Последнее может быть также получено на основании следующих рассуждений:

Так как пространственные углы между фазами и временные углы токов, протекающих в сторонах фаз обмотки, совпадают, то звезда токов должна дать закон чередования фаз обмотки по пространству двойного полюсного деления. Если отметить, что катушку какой-нибудь фазы, имеющей две активных стороны, определяют два вектора тока, сдвинутые друг относительно друга на угол π, то шестилучевая звезда векторов, сдвинутых на 60°, даст для трехфазной обмотки закон чередования фаз на двойном полюсном делении. На фиг. 15 представлена схема и сокращенная запись нормальной трехфазной обмотки $q = 2$, выполненной на основании вышеприведенных рассуждений. При сокращенной записи принято следующее обозначение, которым мы будем пользоваться и в дальнейшем:

Стороны начала фазы I $A_н$
„ конца „ I $A_к$
„ начала „ III $B_н$
„ конца „ III $B_к$
„ начала „ II $C_н$
„ конца „ II $C_к$

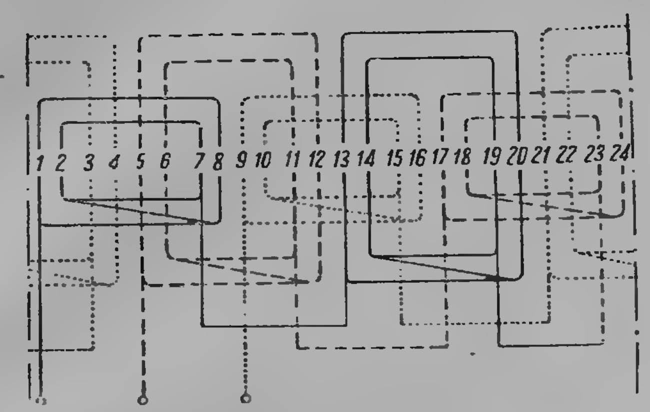
Другая трехфазная обмотка с числом пазов на полюс и фазу $q = 4$, $q = 5$ и т. д. может отличаться конструкцией выполнения лобовых частей, но основной принцип распределения катушек фаз на двойном полюсном делении будет оставаться тем же, и в сокращенной записи будет только увеличиваться или уменьшаться число одинаковых, рядом стоящих, букв.

7. Однослойные обмотки

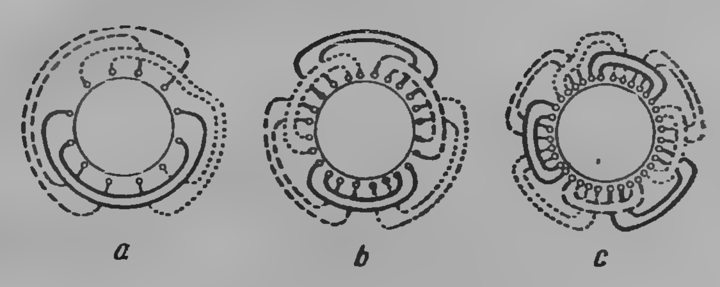
На фиг. 16—24 приведены различные способы выполнения трехфазных однослойных обмоток. Основными практическими особенностями выполнения являются различные конструкции лобовых частей и соединения групп катушек фаз. Как видно на фиг. 16—24, в основном может быть двухплоскостное и трехплоскостное выполнение лобовых частей обмотки.

Если несколько рядом лежащих катушек с одинаково расположенными лобовыми соединениями назвать „группой катушек", то число катушек в группе может быть равно или меньше, чем q. Двухплоскостная обмотка имеет $3p$ групп катушек, в каждой группе q катушек. Выполнение двухплоскостных обмоток и их лобовых частей представлено

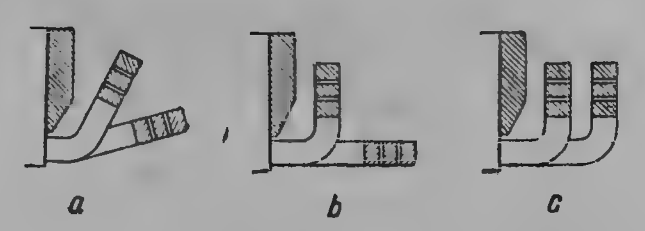
на фиг. 16—18. В двухплоскостных обмотках мы имеем две различные формы групп катушек, которые имеют различное активное и реактивное сопротивление; однако все три фазы имеют одинаковое сопротивление как активное, так и реактивное, ибо каждая фаза имеет равное



Фиг. 16. Схема двухплоскостной обмотки при $p = 2$, $q = 2$, соединение звездой.

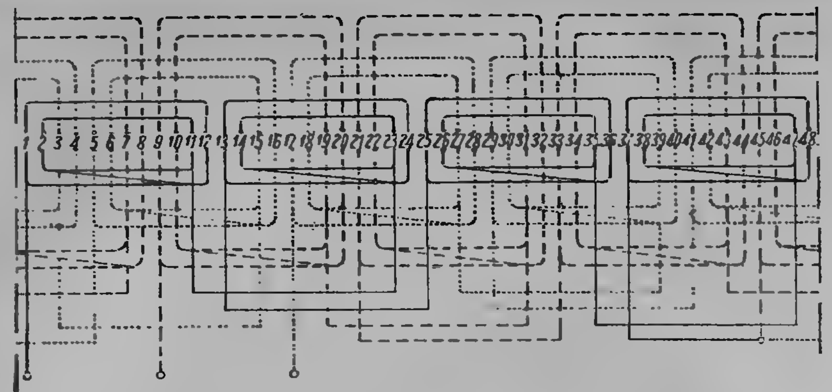


Фиг. 17. Схемы двухплоскостных обмоток:
a) $p = 1$, $q = 2$,
b) $p = 2$, $q = 2$,
c) $p = 3$, $q = 2$.

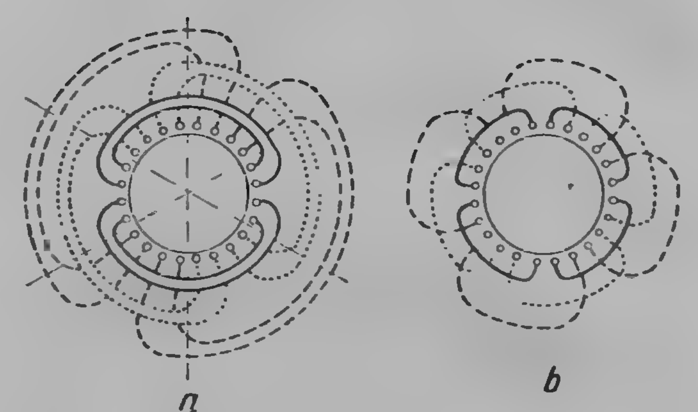


Фиг. 18. Расположение головок лобовых частей двухплоскостных обмоток, $q = 3$.

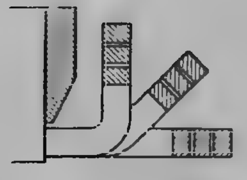
число больших и малых групп катушек. При параллельном соединении в фазе групп катушек, имеющих различную форму, а следовательно, различное активное и реактивное сопротивление, ток тем более равномерно распределяется между параллельными ветвями, чем меньше

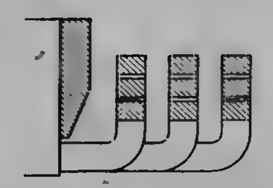


Фиг. 19. Развернутая схема трехплоскостной обмотки с $p=2$, $q=4$. Соединение звездой.

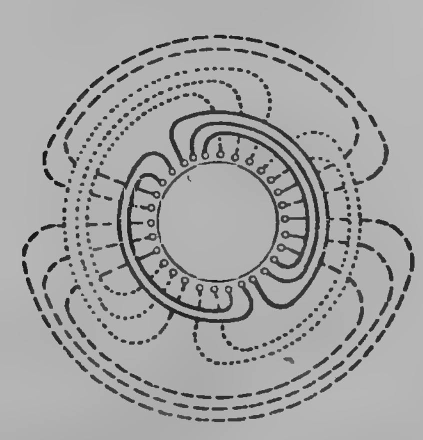


Фиг. 20. Схемы трехплоскостных обмоток:
a) $p=1$, $q=4$,
b) $p=2$, $q=2$.



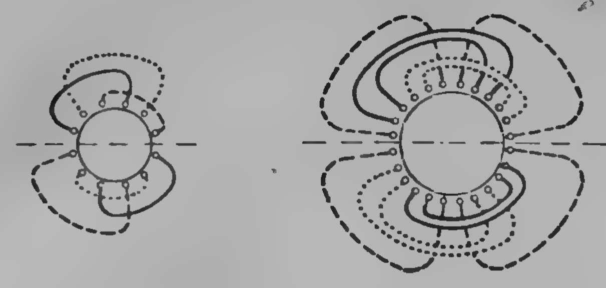


Фиг. 21. Форма выполнения лобовых частей трехплоскостных обмоток при $q=3$ и $q=6$.



Фиг. 22. Схема трехплоскостной обмотки при нечетном числе пазов на полюс и фазу, $p=1$, $q=5$.

разница между сопротивлениями отдельных ветвей. При нечетном числе пар полюсов общее число $3p$ групп катушек нечетно; при этом полу-



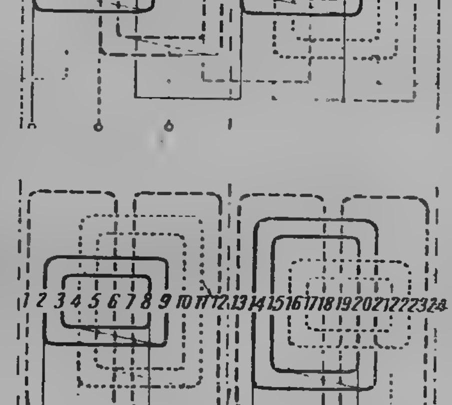
Фиг. 23. Схема трехфазных обмоток для разъемных статоров. Соединение звездой. *a*) $p=2$, $q=1$, *b*) $p=2$, $q=2$.

чается $\frac{3p-1}{2}$ малых и столько же больших групп катушек и одна группа катушек средней формы; лобовое соединение этой группы переходит из одной плоскости в другую. Подобная обмотка представлена на фиг. 17, *c*; фазы двухплоскостной обмотки при нечетном числе пар полюсов имеют небольшую несимметрию сопротивлений.

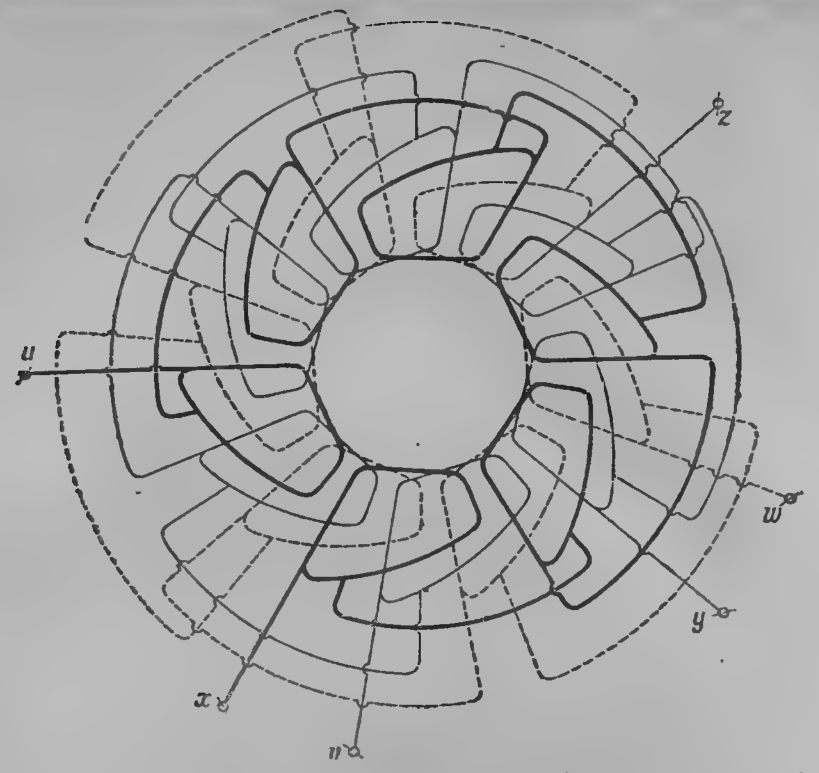
Если отгибать половину катушек каждой фазы в одну сторону, другую половину в противоположную, то получим обмотку, лобовые соединения которой равномерно распределены по окружности статора.

На торцевых поверхностях статора или ротора лобовые соединения всех трех фаз будут лежать в трех плоскостях. Выполнение трехплоскостных обмоток и их лобовых частей представлено на фиг. 19—22.

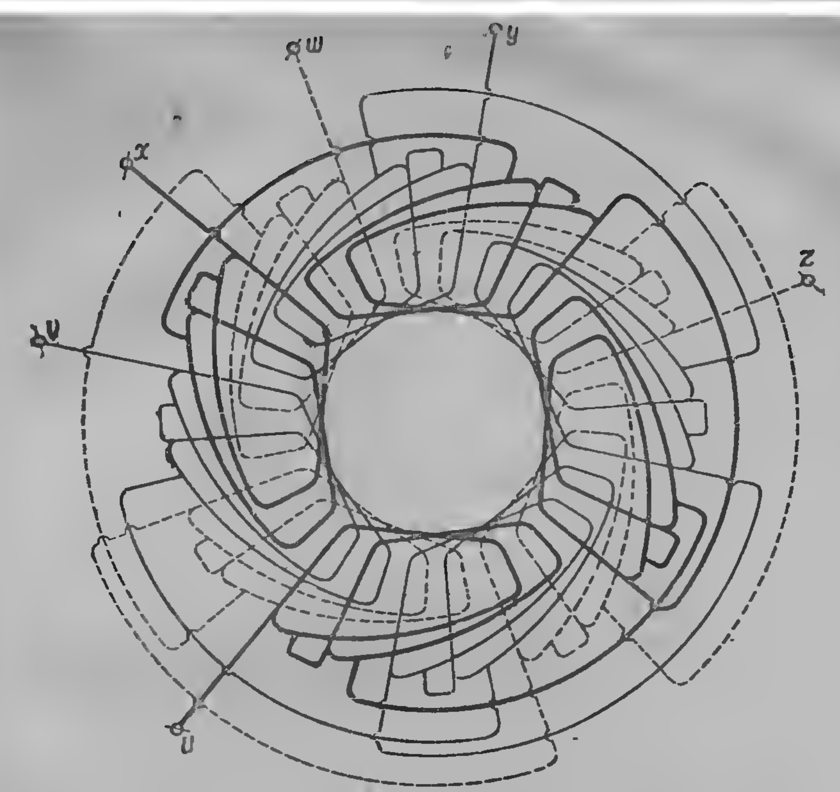
При выполнении трехплоскостных обмоток удается избегнуть специальной изогнутой катушки при нечетном числе полюсов. Недостатком трехплоскостной обмотки является трудность ее ремонта. Для машин большой мощности часто приходится выполнять статор разъемным из двух и даже нескольких частей. В этом случае обмотка должна быть сконструирована таким образом, чтобы катушки каждой части статора могли быть выполнены отдельно, вместе сложенные части статора имели бы и готовую обмотку. На фиг. 23—24 представлены



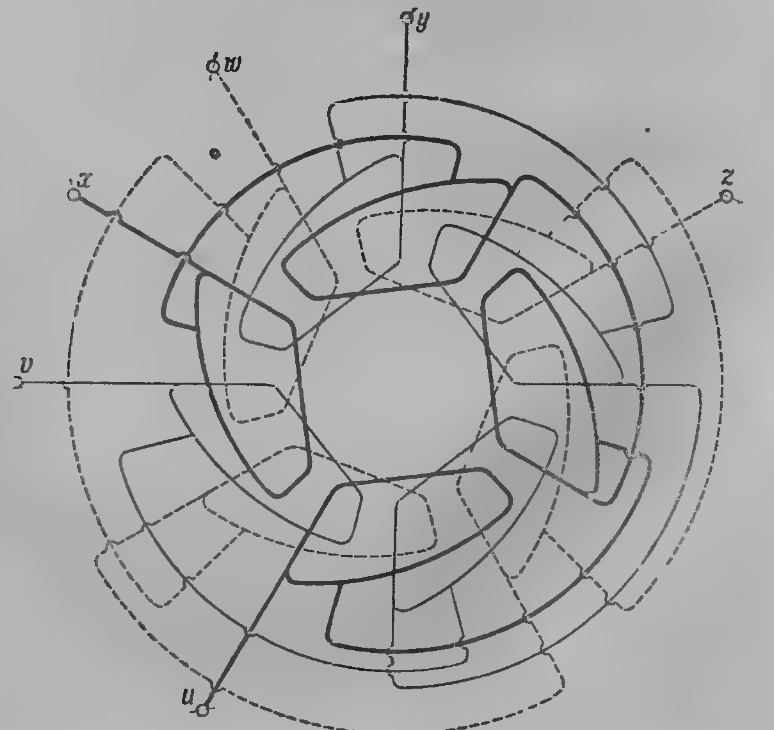
Фиг. 24. Схемы трехфазных обмоток для разъемных статоров, $p=2$, $q=2$. Соединение звездой.



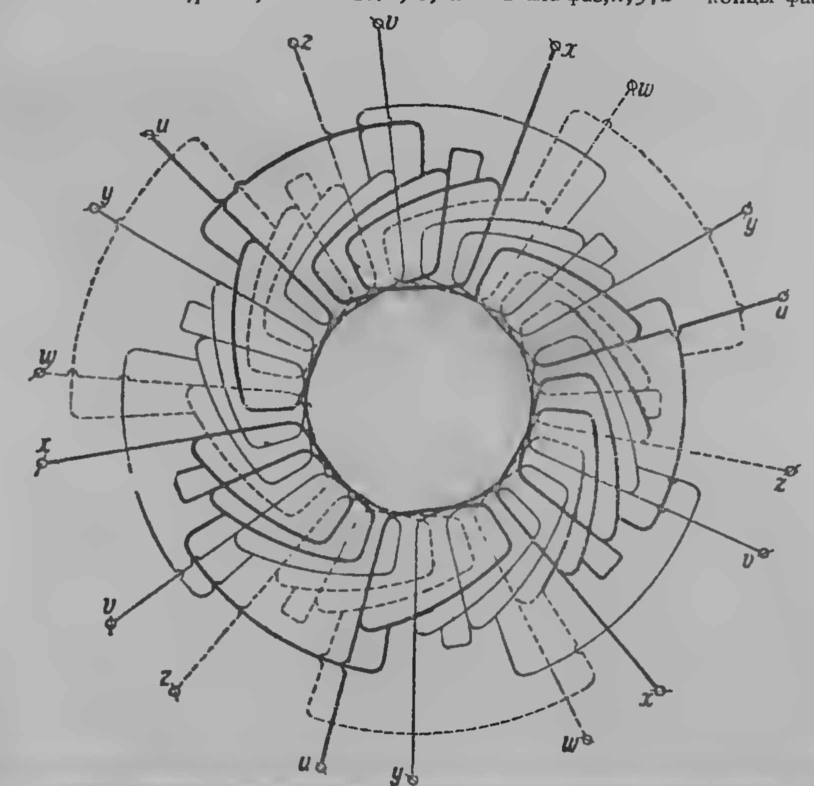
Фиг. 25. $z = 36$, $p = 3$, шаг *1—6*, *u*, *v* *w*, — начала фаз, *x*, *y*, *z* — концы фаз.



Фиг. 27. $z = 48$, $p = 2$, шаг *1—10*. *u*, *v*, *w* — начала фаз, *x*, *y*, *z* — концы фаз.

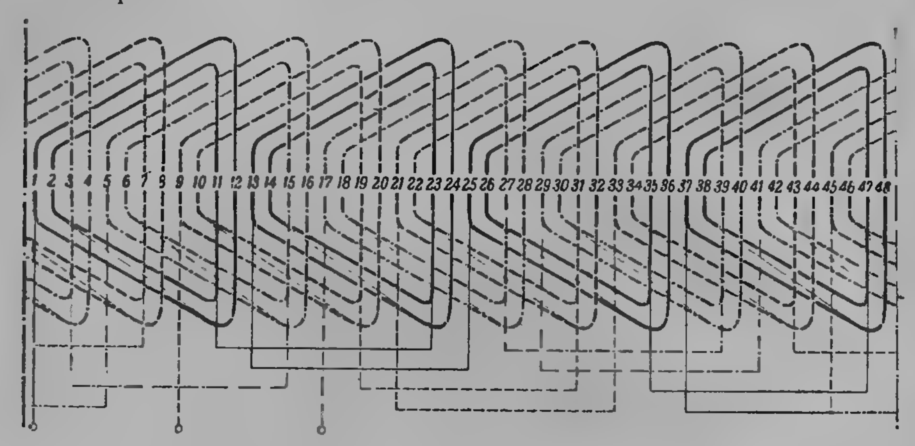


Фиг. 26. $z = 24$, $p = 2$, шаг *1—6*. *u*, *v*, *w* — начала фаз, *x*, *y*, *z* — концы фаз.

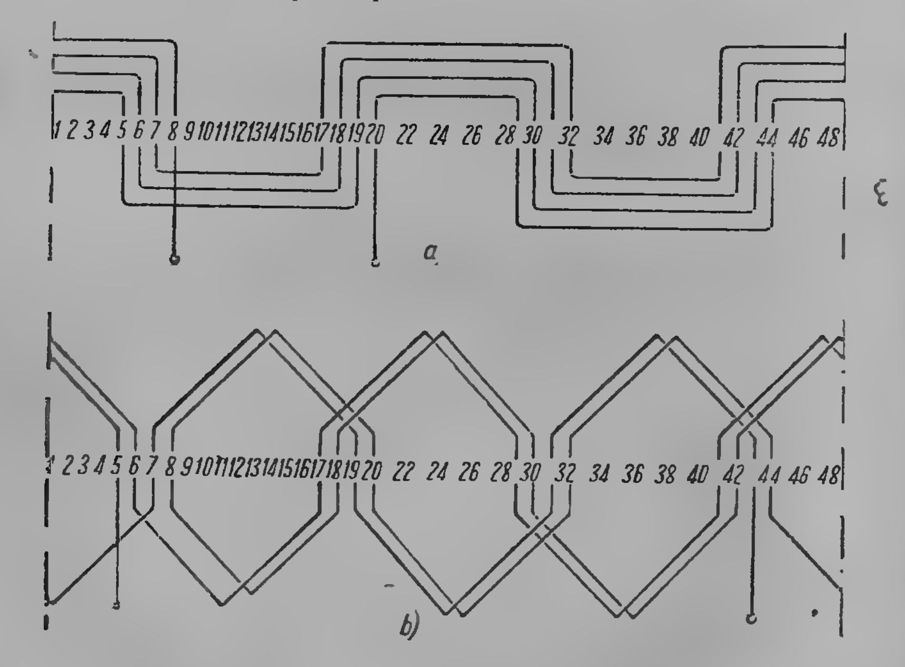


Фиг. 28. $z = 54$, $p = 3$, шаг *1—8*, *u*, *v*, *w* — начала фаз, *x*, *y*, *z* — концы фаз.

схемы обмоток для разъемного статора. Чтобы по возможности уменьшить несимметрию в сопротивлениях фаз, необходимо стремиться распределять катушки одинаковой формы по возможности равномерно во всех фазах.



Фиг. 29. Трехфазная обмотка с равномерно распределенными в фазах катушками, $p = 2$, $q = 4$. Соединение звездой.



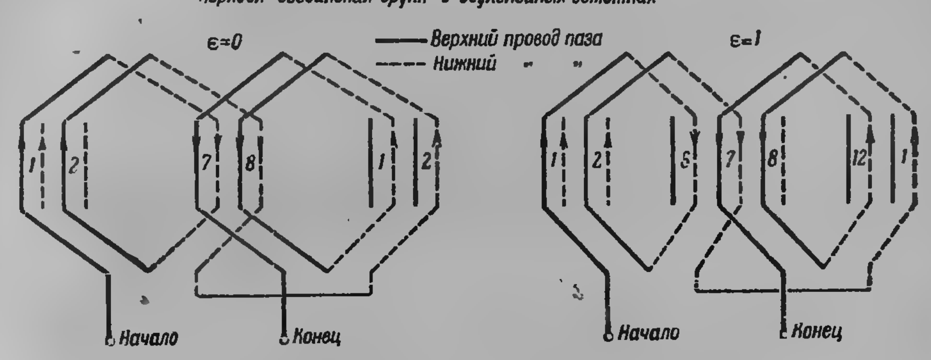
Фиг. 30. a — трехфазная стержневая обходная (волновая) обмотка, $p = 2$, $q = 4$; b — шаблонная трехфазная стержневая волновая обмотка, $p = 2$, $q = 4$.

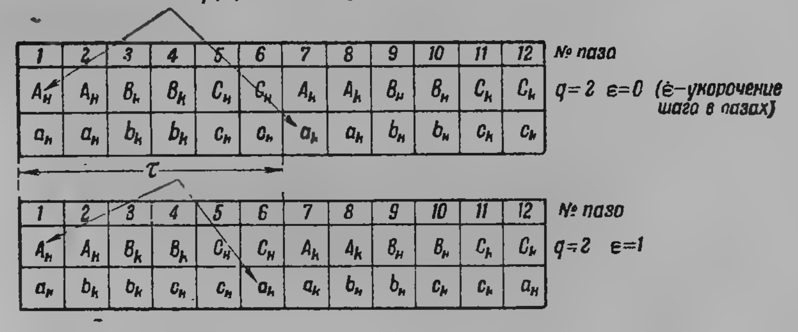
В Америке, а в последнее время у нас и в Европе, получили распространение однослойные обмотки с катушками или группами катушек

одинаковой длины и формы, при которых получается одинаковое активное и реактивное сопротивление отдельных фаз при простоте и возможности выполнения катушек на шаблонах машинным способом. Кроме того, эти обмотки могут быть выполнены с катушками с так называемым **укороченным шагом**, когда ширина катушки, т. е. расстояние между двумя активными сторонами витка, меньше, чем полюсное деление τ.

На фиг. 25—29 приведены схемы различных однослойных шаблонных обмоток.

В случае, когда обмотка имеет один виток в катушке, она обычно называется стержневой обмоткой (применяется иногда в роторах двигателей с кольцами, фиг. 30).





№ паза	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$q=2$ $\varepsilon=0$ (ε — укорочение шага в пазах)	$A_н$	$A_н$	$B_к$	$B_к$	$C_н$	$C_н$	$A_к$	$A_к$	$B_н$	$B_н$	$C_к$	$C_к$
	$a_н$	$a_н$	$b_к$	$b_к$	$c_н$	$c_н$	$a_к$	$a_к$	$b_н$	$b_н$	$c_к$	$c_к$

№ паза	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$q=2$ $\varepsilon=1$	$A_н$	$A_н$	$B_к$	$B_к$	$C_н$	$C_н$	$A_к$	$A_к$	$B_н$	$B_н$	$C_к$	$C_к$
	$a_н$	$b_к$	$b_к$	$c_н$	$c_н$	$a_к$	$a_к$	$b_н$	$b_н$	$c_к$	$c_к$	$a_н$

Фиг. 31. Методы конструирования двойных обмоток.

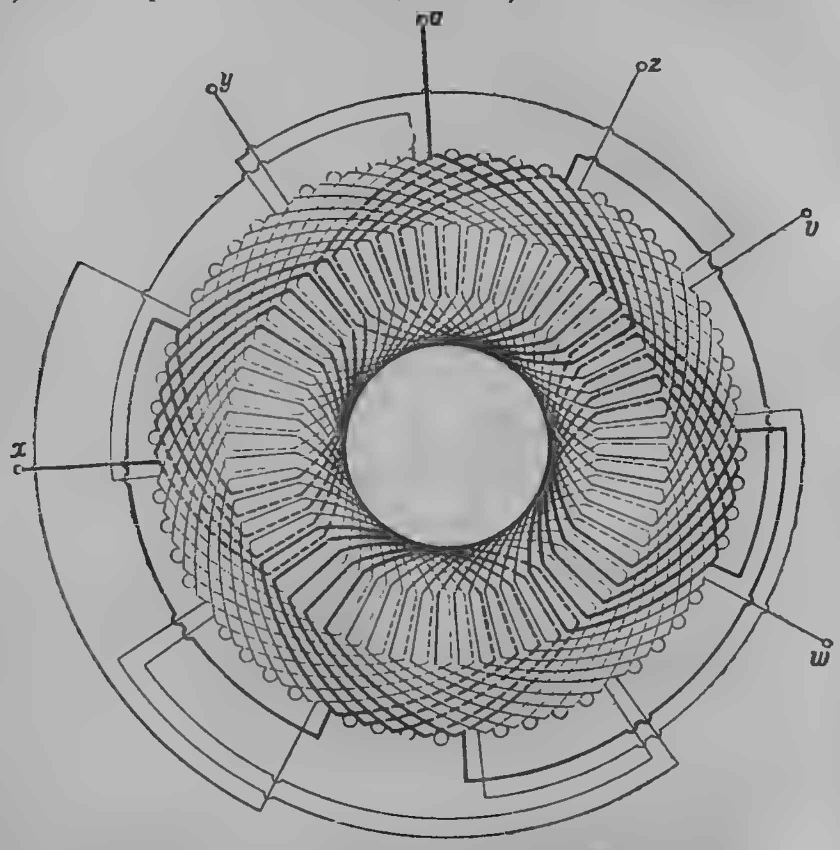
8. Двухслойные обмотки

В Америке, а в последнее время у нас и в Европе, получили широкое распространение так называемые двухслойные обмотки, аналогичные обмоткам якорей машин постоянного тока. Двухслойные обмотки обычно выполняются с катушками одинаковой формы, как шаблонные обмотки. Они употребляются в машинах с открытыми пазами, а также

в машинах с полузакрытыми пазами, но в последнем случае при условии изготовления катушки так называемой **мягкой секцией** [1].

Преимуществом двухслойных обмоток является возможность выполнения их шаблонными катушками, а также возможность выполнения с укороченным шагом. Укорочение же шага придает машине ряд ценных свойств:

1) меньший вес обмотки благодаря меньшей длине лобовых частей;
2) меньшее рассеяние обмотки (см. ниже);

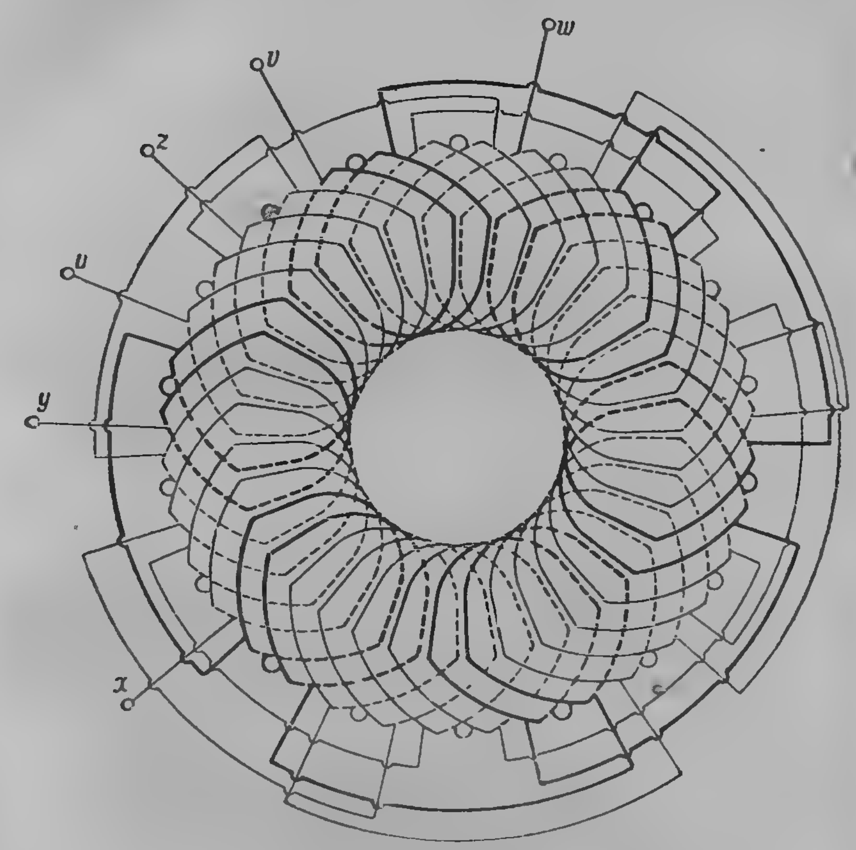


Фиг. 32. $z = 60$, $p = 2$, шаг по пазам *1—13*. u, v, w — начала фаз, x, y, z — концы фаз.

3) форма кривой магнитного поля, возбуждаемого обмоткой с укороченным шагом, имеет меньше высших гармоник (см. ниже).

Двухслойная обмотка без укорочения шага не отличается от однослойной обмотки законом распределения активных сторон фаз на протяжении двойного полюсного деления (фиг. 31). Однако при применении катушек с укороченным шагом распределение проводов будет уже несколько иным, и в некоторых пазах будут лежать провода смежных фаз. Применяя прежнее сокращенное обозначение записи активных сторон обмотки, но, обозначая для проводов верхнего слоя: $A_н$ — начало фазы *I*, $B_н$ — начало фазы *III*, $C_н$ — начало фазы *II*, а малыми буквами $a_н$, $b_н$, $c_н$ — начала соответствующих фаз нижнего слоя и применяя перемену индекса для проводов концов фаз $A_к$, $B_к$, $C_к$ и т. д., можно наглядно показать различие между распределением активных

[1] Секция, закладывающаяся в паз отдельными проводниками



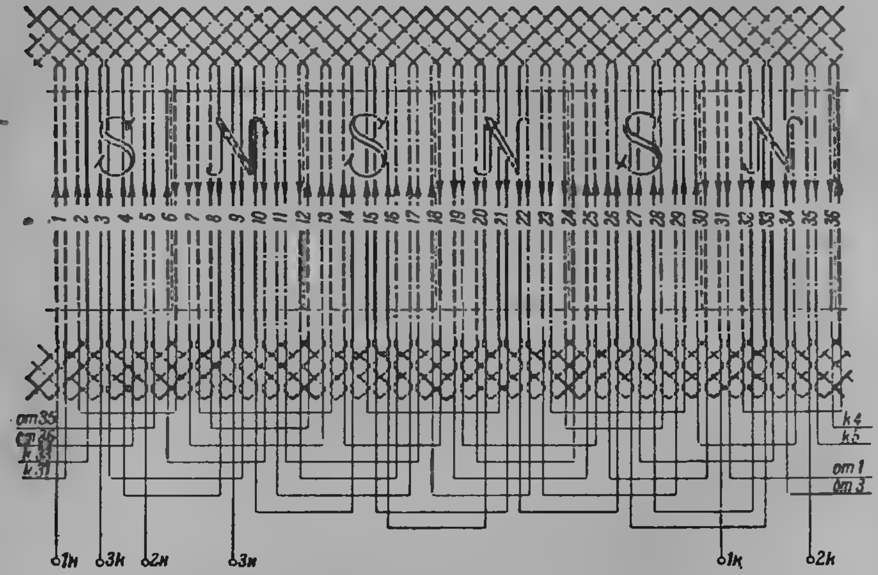
Фиг. 33. $z = 36$, $p = 3$, шаг *1—6*.

проводов верхнего и нижнего слоев двухслойных обмоток без укорочения шага и с укороченным шагом обмотки (фиг. 31). Мы видим, что при обмотке с укороченным шагом в пазах, соответствующих ширине зоны укорочения, лежат стороны катушек смежных фаз, и токи верхнего и нижнего слоев в этих пазах сдвинуты на 60°. В электрическом отношении двухслойная обмотка с укороченным шагом эквивалентна двум однослойным, сдвинутым друг относительно друга на угол укорочения шага ε (фиг. 31).

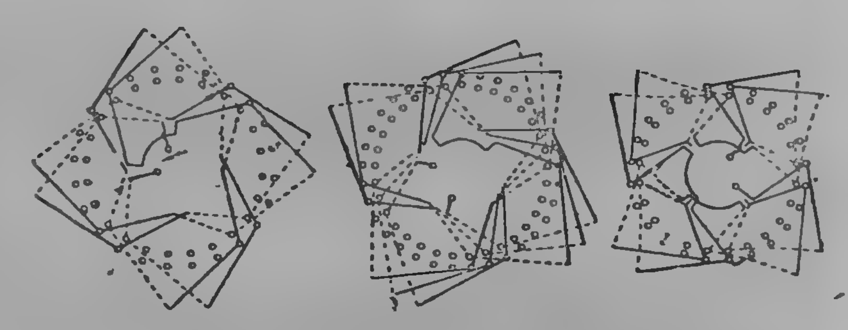
В главе, анализирующей основные свойства обмоток, будет подвергнуто исследованию влияние укорочения на рабочие свойства асинхрон-

ных двигателей. На фиг. 32—34 приведены схемы некоторых двухслойных обмоток с целым числом пазов на полюс и фазу.

Двухслойные обмотки могут выполняться также в виде обходных волновых. Схемы соединений витков волновых двухслойных обмоток для одной фазы представлены на фиг. 35.



Фиг. 34. $z = 36$, $p = 3$, шаг $1—6$, коэфициент укорочения шага 0,835.



Фиг. 35. Схемы трехфазных волновых обмоток.

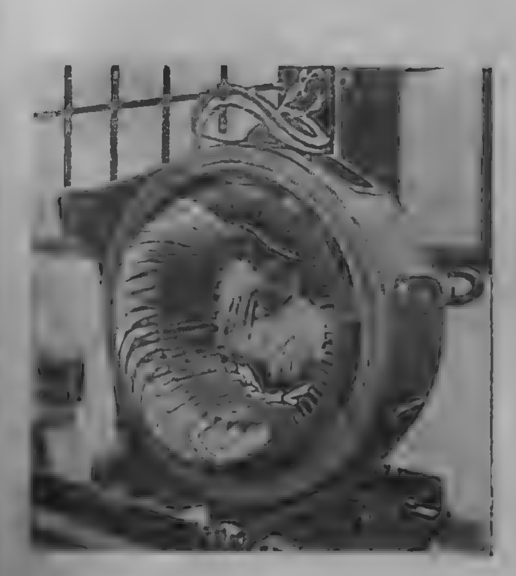
Заканчивая рассмотрение различных возможных выполнений обмоток асинхронного двигателя, приводим на фиг. 36 фотографии статоров: a — статор с трехплоскостными обмотками; b — статор с двухплоскостными обмотками; c — выполнение однослойной обмотки с шаблонными секциями; d — выполнение двухслойной обмотки на статоре; e — обмотка разъемного статора; f и g — катушки двухслойной обмотки.



Фиг. 36a.



Фиг. 36b.

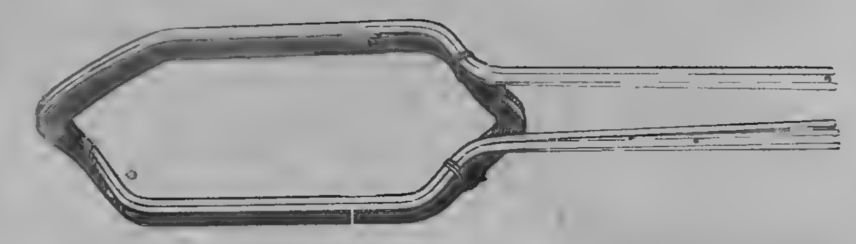


Фиг. 36c.



Фиг. 36d.

Фиг. 36е.



Фиг. 36f.

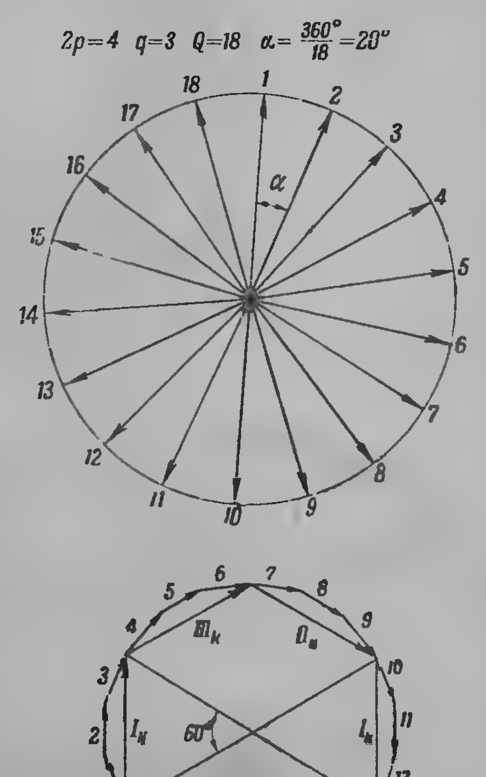


Фиг. 36g.

9. Методы проектирования обмоток

Электрические свойства обмоток выясняются путем введения понятия так называемой звезды пазных напряжений. Будем считать, что статор или ротор имеет равномерное расположение заполненных пазов и что каждая катушка имеет один виток, т. е. два активных провода.

Тогда вращающееся магнитное поле наведет в каждой активной стороне обмотки э. д. с., которые будут сдвинуты во времени друг относительно друга на „электрический угол“ $\frac{2\pi p}{Q}$. Векторы пазных напряжений составляют так называемую з в е з д у   п а з н ы х   н а п р я ж е н и й, причем если Q и p имеют общий множитель, то для всей обмотки будем иметь несколько совпадающих звезд пазных напряжений. В катушечной обмотке, где Q делится и на p и на $2p$, звезда напряжений повторяется через каждую пару полюсов. В простых волновых обмотках для всей обмотки получается одна звезда напряжений. Всякую симметричную звезду напряжений возможно заменить равносторонним многоугольником. Многоугольник пазных напряжений полностью определяет обмотку по величине э. д. с. и по расположению проводов обмотки, так как нумерация сторон многоугольника совпадает с нумерацией проводов обмотки. Для получения симметричной трехфазной обмотки необходимо провода пазов соединить таким образом, чтобы напряжения ветвей фаз были бы одинаковыми и были бы смещены друг от друга на угол 120°, а ветви фаз на тот же угол по пространству двойного полюсного деления. Последнее производится с помощью многоугольника пазных напряжений. Он разделяется на три равных части, чем определяются и пространственные ветви фаз.



Фиг. 37.

Нормальные однослойные обмотки вследствие своей простоты проектируются без многоугольника пазных напряжений. Однако если бы стал вопрос о многоугольнике пазных напряжений такой обмотки, то результирующее напряжение ветвей фаз представилось бы замкнутым шести-

угольником для каждой пары полюсов обмотки, причем каждая фаза состояла бы из двух последовательно соединенных его сторон. Каждая сторона шестиугольника равнялась бы геометрической сумме из q векторов пазных напряжений (фиг. 37).

Более сложные обмотки проектируются нагляднее всего с помощью звезды пазных напряжений.

В качестве примера рассмотрим построение следующих обмоток [1].

Выполним однослойную петлевую обмотку $2p = 4$, $q = 4$, $Q = 48 = N$ с укорочением шага на три паза.

Полюсное деление имеет $\frac{Q}{2p} = \frac{48}{4} = 12$ пазов. Следовательно, обмотка будет выполняться из 1 в 10 паз. Зубцовый шаг $y_z = \frac{Q}{2p} \pm \varepsilon_n = \frac{48}{4} - 3 = 9$ совпадает с шагом по проводам. Итак, первый частичный шаг $y_1 = 9$; так как $y_1 - y_2 = 2$, то $y_2 = 7$.

Составляем таблицу соединений: 1 — 10 — 3 — 12 — 5 — 14 — 7 — — 16 — 9 — 18 — 11 — 20 — 13 — 22 — 15 — 24 — 17 — 26 — 19 — — 28 — 21 — 30 — 23 — 32 — 25 — 34 — 27 — 36 — 29 — 38 — 31 — — 40 — 33 — 42 — 35 — 44 — 37 — 46 — 39 — 48 — 41 — 2 — 43 — 4 — — 45 — 6 — 47 — 8 — 1.

Электрический угол между пазами или проводами

$$\alpha = p\frac{360}{48} = \frac{2 \cdot 360}{48} = 15°.$$

Построим звезду пазных напряжений:

Номера пазов .	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
Эл. град. . . .	15°	30°	45°	60°	75°	90°	105°	120°	135°	150°	165°	180°	195°
Номера пазов .	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26
Эл. град. . . .	210°	225°	240°	255°	270°	285°	300°	315°	330°	345°	360°	15°	30°
Номера пазов .	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39
Эл. град. . . .	45°	60°	75°	90°	105°	120°	135°	150°	165°	180°	195°	210°	225°
Номера пазов .	40	41	42	43	44	45	46	47	48	—	—	—	—
Эл. град. . . .	240°	255°	270°	285°	300°	315°	330°	345°	360°	—	—	—	—

Как уже было указано, вследствие того что число пазов делится на число пар полюсов, мы имеем, что звезда пазных напряжений замыкается через каждую пару полюсов.

Подсчитаем теперь электрический угол между началами, а также и между концами фаз. Согласно звезде напряжений и схеме обмотки первую фазу образуют следующие группы проводов:

начало 1 — 10 — 3 — 12 — 24 — 15 — 22 — 13 конец,

вторую фазу 9 — 18 — 11 — 20 — 8 — 47 — 6 — 45.

Обращаясь к таблице (стр. 45), мы видим, что между началами фаз I и II и концами фаз I и II 120° эл.

Рассмотрим теперь трехфазную волновую обмотку.

Дано: $2p = 10$, $Q = 108$, $N = 108$, $2a = 2$.

$$y = y_1 + y_2 = \frac{108 + 2}{5} = 22,$$

$$y_1 = 11, \ y_2 = 11.$$

[1] Подробно о расчете и конструкции обмоток см. Рихтер, Обмотки якорей машин переменного и постоянного тока.

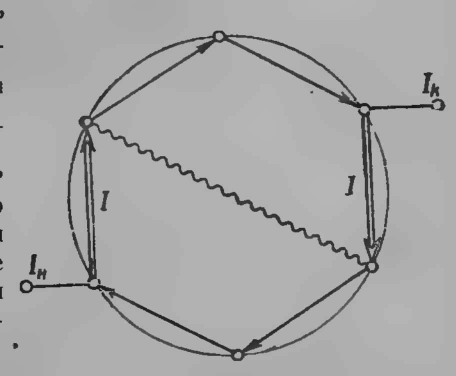
Сокращенная запись обмотки $Q = 48$; $2p = 4$

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
$A_н$	$A_н$	$B_к$	$A_н$	$B_к$	$B_к$	$C_н$	$B_к$	$C_н$	$C_н$	$A_к$	$C_н$	$A_к$	$A_к$	$B_н$	$A_к$	$B_н$
18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34
	$C_к$	$B_н$	$C_к$	$C_к$	$A_н$	$C_к$	$A_н$	$A_н$	$B_к$	$A_н$	$B_к$	$B_к$	$C_н$	$B_к$	$C_н$	$C_н$
35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	1	—	—
$A_к$	$C_н$	$A_к$	$A_к$	$B_н$	$A_к$	$B_н$	$B_н$	$C_к$	$B_н$	$C_к$	$C_к$	$A_н$	$C_к$	$A_н$	—	—

Составляем таблицу обмотки:

108 — 11 — 22 — 33 — 44 — 55 — 66 — 77 — 88 — 99 — 2
13 — 24 — 35 — 46 — 57 — 68 — 79 — 90 — 101 — 4
15 — 26 — 37 — 48 — 59 — 70 — 81 — 92 — 103 — 6
17 — 28 — 39 — 50 — 61 — 72 — 83 — 94 — 105 — 8
19 — 30 — 41 — 52 — 63 — 74 — 85 — 96 — 107 — 10
21 — 32 — 43 — 54 — 65 — 76 — 87 — 98 — 1 — 12
23 — 34 — 45 — 56 — 67 — 78 — 89 — 100 — 3 — 14
25 — 36 — 47 — 58 — 69 — 80 — 91 — 102 — 5 — 16
27 — 38 — 49 — 60 — 71 — 82 — 93 — 104 — 7 — 18
29 — 40 — 51 — 62 — 73 — 84 — 95 — 106 — 9 — 20
31 — 42 — 53 — 64 — 75 — 86 — 97 — 108

Если такую обмотку разрезать на шесть частей, то каждая часть будет состоять из $\frac{108}{6} = 18$ проводов. Сдвиг фаз между двумя смежными проводами равен $\frac{180 \cdot 10}{108} = \frac{50°}{3}$, между двумя последовательными проводами $\frac{50}{3} \cdot 11 - 180° = -\frac{10°}{3}$, а между началом двух последовательных частей $-\frac{10°}{3} \cdot 18 = -60°$, т. е., разрезав на шесть частей данную волновую обмотку, мы получаем шестифазную обмотку, соединяя же две ветви ее, сдвиг между которыми равен 180°, мы получаем трехфазную обмотку (фиг. 38).

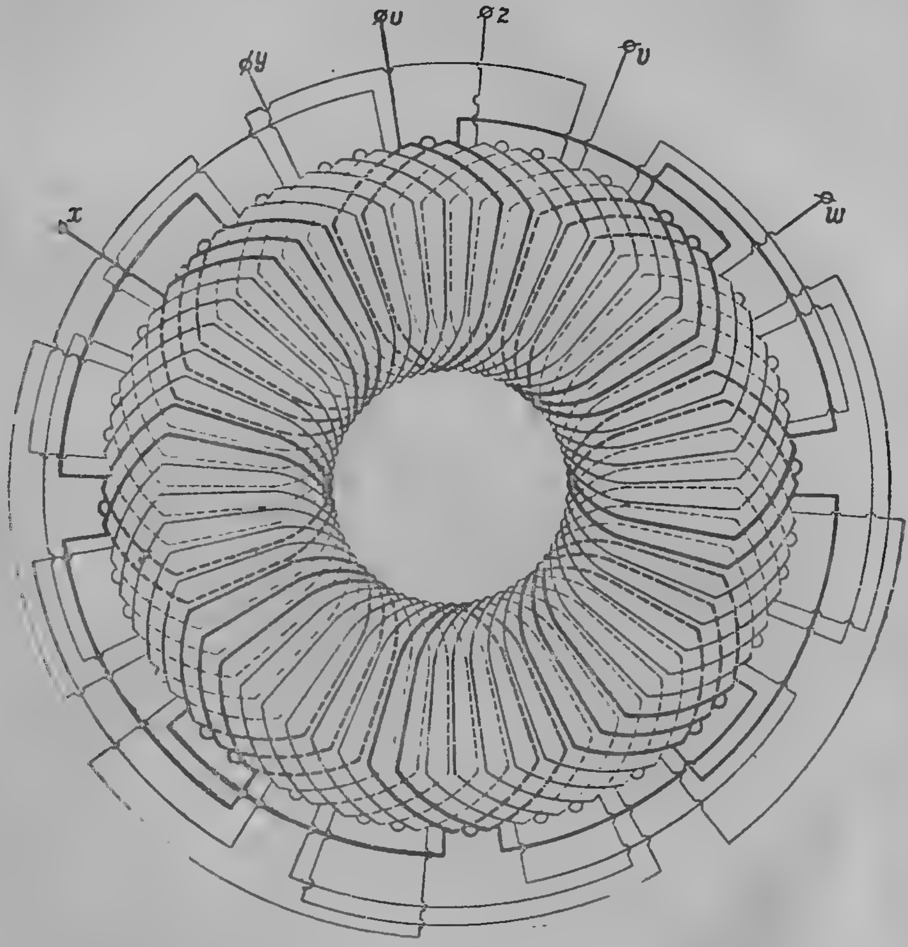


Фиг. 38.

Трехфазную обмотку можно получить из этой обмотки, разрезав ее

на три равные части; однако в этом случае мы получим худшее использование обмотки и более низкий ее обмоточный коэфициент.

Рассмотрим теперь данную обмотку как двухслойную, тогда число проводов будет $N = 108°$, а число пазов $Q = 54$. В этом случае таблица обмотки останется той же, только следует обозначить, вверху или внизу паза лежит данный провод или сторона катушки.



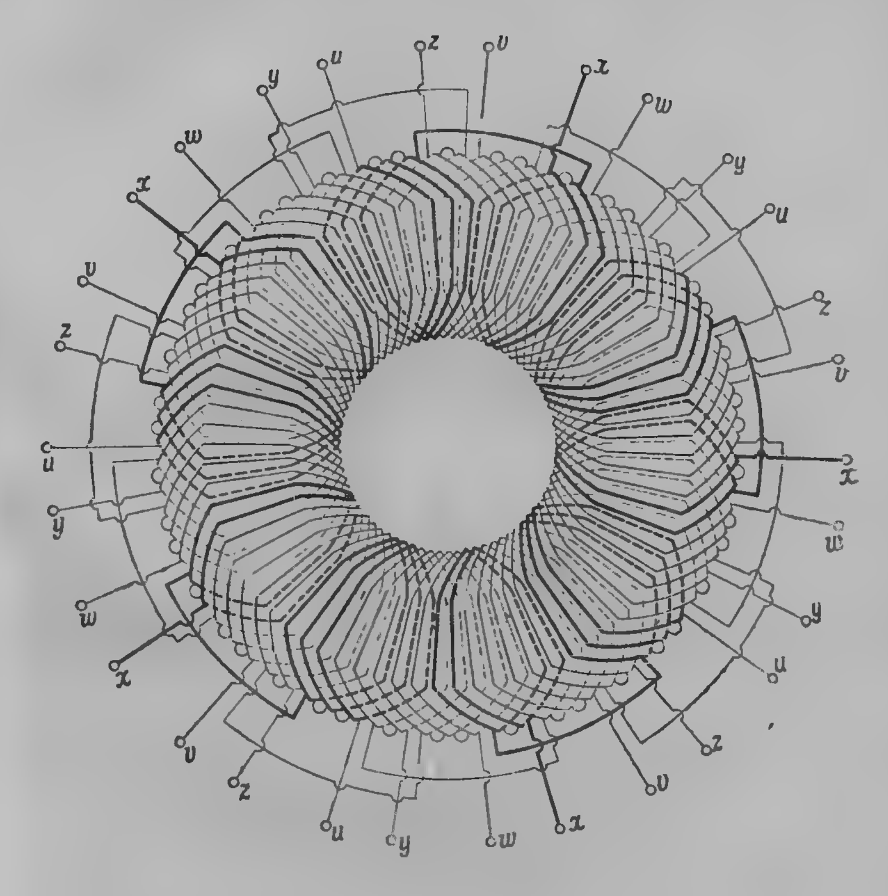
Фиг. 39. $z = 60$, $p = 4$, шаг по пазам *1—7*.

10. Обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу

Однослойные обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу в асинхронных машинах не применяются в настоящее время ввиду большой несимметрии их намагничивающих сил и связанного с этим увеличения потерь от высших гармоник и появления нежелательных шумов двигателя. Применение находят только двухслойные обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу, имеющие значительно меньшую несимметрию намагничивающих сил.

Число пазов на полюс и фазу в двухслойных дробных обмотках, применяющихся в асинхронных двигателях, обычно берется равным $q = 2^1/_2$, $q = 3^1/_2$, $q = 4^1/_2$ и т. д. Следует все же избегать в асинхронных двигателях применения и двухслойных дробных обмоток, как вызывающих шум и увеличивающих добавочные потери от высших гармоник.

Дробные двухслойные обмотки выполняются по тому же шаблону как и двухслойные обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу.



Фиг. 40. $z = 75$, $p = 5$, шаг по пазам *1—7*, параллельных цепей 5.

Пример 1. Возьмем обмотку

$$Q = 30,\ m = 3, \qquad 2\ p = 4,\ q = 2{,}5.$$

На два полюса в данной обмотке приходится 15 пазов. Поэтому на одном полюсе придется иметь восемь, на другом семь пазов. По фазам они распределятся следующим образом:

Первый полюс	Второй полюс
I — III — II	I — III — II
3 — 2 — 3	2 — 3 — 2

Здесь дано чередование фаз верхнего слоя проводников; чередование фаз нижнего слоя получается само собой.

На фиг. 39 — 40 приведены схемы соединения некоторых двухслойных обмоток с дробным числом пазов на полюс и фазу.

11. Условия выполнения двухслойных дробных обмоток

В этом параграфе приведены без вывода условия выполнения двухслойных дробных обмоток с любым знаменателем дробности.

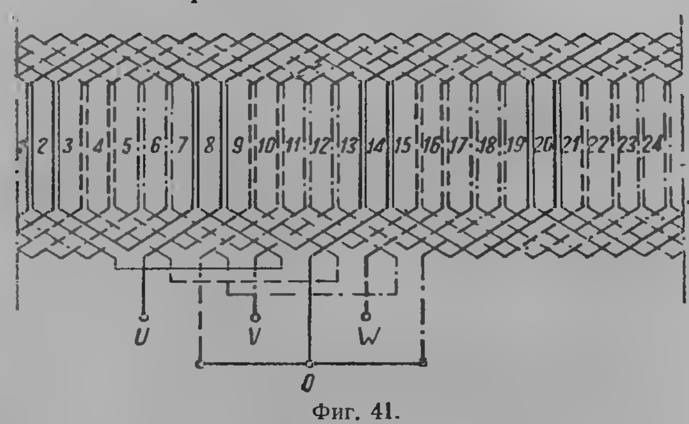
Для выполнения двухслойной дробной обмотки необходимо, чтобы

1) $\frac{z}{m \cdot a}$ = целое число,

2) знаменатель дробности и m должны быть взаимно простыми числами,

3) $\frac{2p}{(\text{знаменатель дробности}) \cdot a}$ = целое число.

Здесь: z — число пазов (или зубцов) якоря;
m — число фаз;
a — число параллельных ветвей.



Фиг. 41.

12. Обмотки роторов

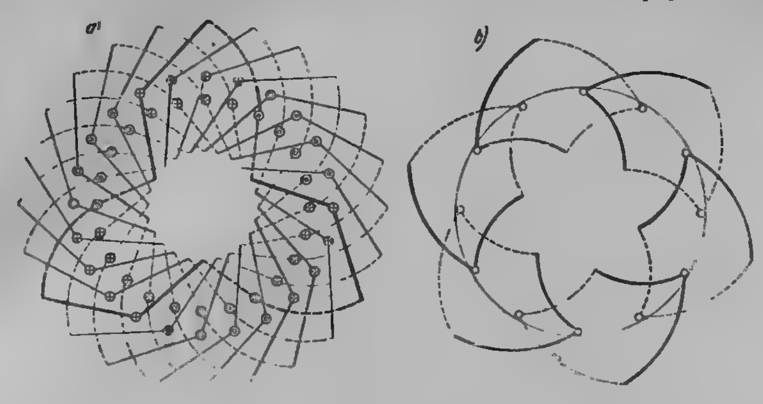
Если обмотка ротора выполнена в виде трехфазной и выведена на кольца, то такие обмотки ничем не отличаются от ранее разобранных.

Следует указать, что для асинхронных двигателей средней и большой мощности в роторах применяются волновые (обходные) двухслойные обмотки (фиг. 41).

Для короткозамкнутых двигателей применяются иногда специальные обмотки в виде волновых многофазных однослойных и двухслойных обмоток (фиг. 42). Для выполнения такой обмотки соединяются между собой каждые два провода, находящиеся на расстоянии полюсного деления, и в каждую короткозамкнутую цепь входит столько стержней, сколько имеется полюсов.

Но наиболее простой из короткозамкнутых обмоток является так называемое беличье колесо, или клетка. Такая обмотка в ряде модификаций, которые будут в дальнейшем изучены, применяется во

всех так называемых короткозамкнутых двигателях. Обмотки в виде беличьей клетки представляют ряд стержней различной формы, заложен-



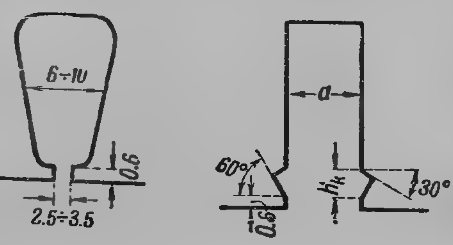
Фиг. 42. a — короткозамкнутая обмотка ротора, $z_2 = 48$, $p = 3$, $m = 4$, $y_1 = 9$, $y_2 = 7$.

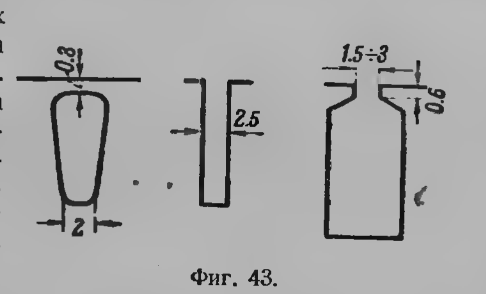
ных в паз и соединенных между собой на обеих торцовых поверхностях ротора двумя замыкающими кольцами (фиг. 11). Обмотка в виде беличьей клетки является многофазной обмоткой с числом фаз

$$m_2 = \frac{z_2}{p}.$$

Здесь z_2 равно числу стержней ротора.

В последнее время в Америке и у нас стал широко применяться метод изготовления литых беличьих клеток, отливающихся как одно целое вместе с кольцами на специальных вращающихся столах. Обычно в этом случае обмотка ротора приготовляется из алюминия. Ввиду быстроты изготовления и дешевой стоимости таких обмоток они применяются при массовом изготовлении асинхронных короткозамкнутых двигателей. В заключение на фиг. 43 приведены наиболее употребительные размеры пазов статора (вверху) и ротора (внизу) асинхронных двигателей.





Фиг. 43.

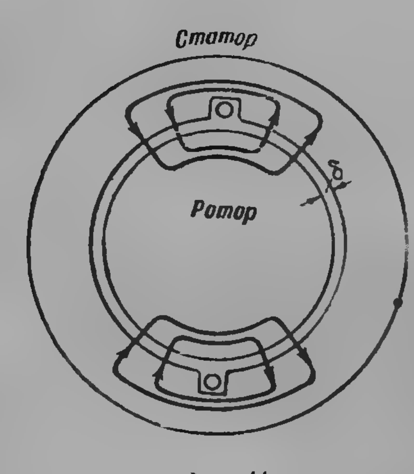
ГЛАВА ТРЕТЬЯ

МАГНИТНЫЕ СВОЙСТВА ОБМОТОК

13. Магнитное поле одной катушки обмотки

Настоящая глава является развитием основных положений о вращающихся магнитных полях, создаваемых неподвижными обмотками при прохождении по обмоткам многофазного тока.

Изучение магнитных свойств обмоток будет нами выполнено сначала с качественной, а затем с количественной стороны. Под качественной стороной мы будем подразумевать графическое исследование формы магнитных полей, создаваемых обмотками, под количественной стороной — исследование величины и рабочих свойств полей различных обмоток. Магнитное поле обмотки зависит не только от системы обмотки, но и от магнитных свойств находящейся вблизи обмоток среды. Поэтому возьмем действительное расположение какой-нибудь фазы, причем положим сначала, что обмотка лежит в одном пазу и катушка имеет диаметральное расположение активных сторон (фиг. 44). При протекании по катушке тока вокруг проводов возникнут магнитные линии, замыкающиеся в одном и том же направлении по отношению плоскости катушки. Связь между напряженностью магнитного поля и ампепроводами, охватываемыми какой-нибудь магнитной линией, выражается известным соотношением:



Фиг. 44.

$$\oint \overline{H} \cdot \overline{dl} = 0{,}4\,\pi \sum wi = 0{,}4\,\pi\, AW.$$

Как видно из фиг. 44, длина разных силовых линий неодинакова; каждая силовая линия, создаваемая катушкой, состоит из двух частей: из пути в воздухе, так как она пересекает длину двух зазоров, и пути в железе — в зубцах и теле статора и ротора. Ввиду сравнительно небольшого магнитного сопротивления железа по сравнению с магнитным сопротивлением воздуха погрешность будет невелика, если принять, что сопротивление для всех трубок магнитного потока одинаково. Можно также предположить, что сопротивление каждой трубки сосредоточено в воздушном зазоре, введя в расчет соответственно увеличенное значение воздушного зазора δ_0. В этом случае вышенаписанный линейный интеграл для магнитной цепи асинхронной машины будет иметь вид:

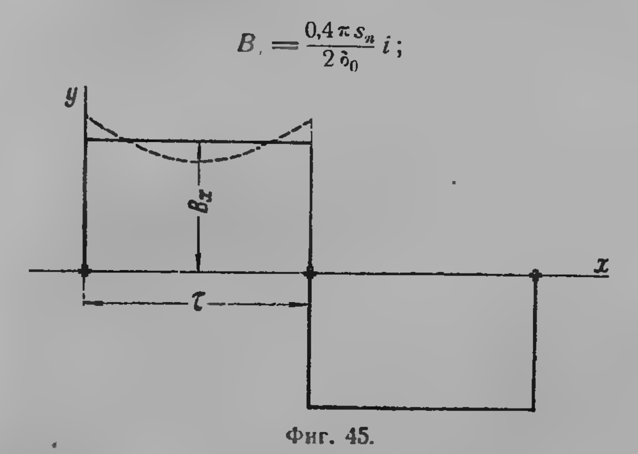
$$H_x \cdot 2\,\delta_0 = 0{,}4\,\pi\, i s_n,$$

где i — значение тока в катушке;

s_n — число проводов в пазу или число витков катушки.

Так как для воздуха $H_x = B_x$, то величина индукции потока, создаваемого катушкой, будет равна

$$B_x = \frac{0{,}4\,\pi\, s_n}{2\,\delta_0}\, i;$$



Фиг. 45.

если рассматривать хорошо центрированную и собранную машину, то можно считать, что $\delta = \text{const}$ и

$$B_x = c \cdot i,$$

т. е. величина индукции пропорциональна величине тока и постоянна по окружности статора. Если развернуть окружность статора (фиг. 45) в прямую линию, то распределение индукции по длине полюсного деления τ представится в виде прямоугольника, причем условно на другом полюсном делении прямоугольник распределения индукции отложен в противоположную сторону, так как магнитные линии на его протяжении имеют в зазоре противоположное направление. Таким образом кривая фиг. 45 дает нам топографическое распределение плотности потока по воздушному зазору при сделанных допущениях для диаметрального витка и для данного значения величины тока.

В действительности, вследствие неодинакового магнитного сопротивления железа для трубок потока по длине полюсного деления магнитное поле витка асинхронной машины имеет форму, представленную на фиг. 45 пунктиром. При построении кривой поля было также положено, что провода одного паза сосредоточены в одной точке по оси, проходящей через центр паза.

Если бы величина тока, протекающего по катушке, была бы постоянна, то величина индукции (высота прямоугольника) оставалась бы постоянной в любой момент времени.

Если по катушке протекает переменный ток

$$i = I_m \sin \omega t,$$

то и величина индукции в воздушном зазоре будет изменяться по тому же закону:

$$B_x = c I_m \sin \omega t.$$

Таким образом при обтекании катушки переменным током в воздушном зазоре создается так называемое **пульсирующее** поле.

Зная длину машины, можно подсчитать магнитный поток Ф, создаваемый катушкой:

$$\Phi = \int_0^\tau B_x l_i \, dx = B_x \tau l_i = \frac{0{,}4 \pi s_n l_i \tau}{2 \delta_0} \cdot i.$$

Здесь l_i — расчетная длина статора.

Для максимального значения тока I_m

$$\Phi_m = \frac{0{,}4 \pi s_n l_i \tau}{2 \delta_0} I_m.$$

Вследствие трудности определения воздушного зазора δ_0, эквивалетного полному сопротивлению магнитной цепи, а также влияния насыщения, приведенной формулой магнитный поток определяется с некоторым приближением. Более точное определение магнитного потока обычно производится из выражения э. д. с. фазы; однако при некоторых принципиальных исследованиях мы будем пользоваться вышенаписанным равенством.

В некоторых случаях при расчетах определяют не величину индукции, а число ампервитков F_x, необходимых для создания данного магнитного потока или индукции в любой точке воздушного зазора:

$$B_x = \frac{0{,}4 \pi}{2 \delta_0} i s_n = \frac{0{,}4 \pi}{2 \delta_0} F_x' = c' F_x' .$$

Число ампервитков F_x', необходимых для создания данного магнитного потока, будем называть **намагничивающей силой**. Так как магнитная цепь асинхронной машины всегда состоит из двух симметричных частей, то намагничивающую силу обычно относят к одной половине цепи, т. е. в нашем случае к одному воздушному зазору:

$$B_x = \frac{0{,}4 \pi}{\delta_0} \frac{i s_n}{2} = \frac{0{,}4 \pi}{\delta_0} F_x,$$

где

$$\frac{i s_n}{2} = F_x = \frac{F_x'}{2}.$$

Таким образом магнитная индукция в любой точке воздушного зазора пропорциональна намагничивающей силе F_x, действующей в этой точке, и выражению $\frac{0{,}4 \pi}{\delta_0}$, которое представляет величину, обратную магнитному

сопротивлению одного квадратного сантиметра воздушного зазора, умноженного на $0{,}4 \pi$, или магнитную проводимость 1 cm² (λ).

Зная величину и форму намагничивающей силы одного витка или катушки, возможно построить намагничивающую силу обмотки статора или ротора, состоящей из ряда катушек, а затем найти среднее значение намагничивающей силы F_{cp} и величину потока как от одной, так и от всех фаз:

$$\Phi_m = \lambda \cdot F_{cp} = \lambda \tau l_i F_{cp} = 0{,}4 \pi \frac{\tau l_i}{\delta_0} F_{cp}.$$

14. Намагничивающая сила трехфазных обмоток

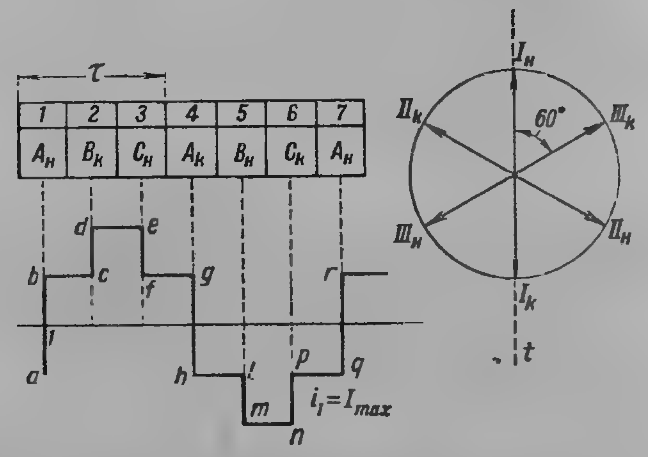
Каждая фаза обмотки состоит из q сдвинутых друг относительно друга на паз катушек, занимающих $^1/_3$ часть полюсного деления. Намагничивающая сила фазы поэтому легко может быть найдена графически путем сложения сдвинутых на расстояние между осями пазов намагничивающих сил отдельных катушек. Так как по обмоткам статора течет переменный ток, то намагничивающая сила обмотки строится для определенного момента времени и для мгновенного значения токов в фазах, определяющихся положением звезды векторов.

Однако построение намагничивающей силы обмоток с помощью графического сложения намагничивающих сил отдельных катушек весьма кропотливо даже для нормальных однослойных обмоток. Построение намагничивающих сил более сложных обмоток, однослойных и двухслойных с целым и дробным числом пазов на полюс и фазу и с укороченным шагом, становится еще более затруднительным. Ниже приводится весьма простой метод построения намагничивающих сил любой обмотки, сущность которого заключается в следующем:

При переходе через один паз или провод намагничивающая сила получает приращение соответственно числу ампeрпроводов, находящихся в этом пазу. Последнее будет иметь место при любом расположении проводов и силах тока в них, и это может быть положено в основу построения намагничивающей силы любой обмотки. Откладывают, начиная от любого паза, число его ампeрпроводов в некотором масштабе вверх при положительном значении тока и вниз при отрицательном; мгновенное значение тока определяется из полной звезды токов пазов. При двухслойных обмотках результирующие ампeрпровода паза находятся алгебраическим суммированием мгновенных значений ампeрпроводов верхнего и нижнего слоев. Далее через конец ординаты ампeрпроводов паза проводят горизонтальную линию до вертикальной оси, проходящей через ось следующего паза, так как мы положили, что ампeрпровода пазов сосредоточены по этим осям; от полученной точки опять откладывают в том же масштабе алгебраическую сумму ампeрпроводов этого паза вверх или вниз в зависимости от знака найденной алгебраической суммы, затем то же делают для третьего паза и т. д., пока не обойдут все пазы на двойном полюсном делении. Как результат построения на двойном полюсном делении получается ступенчатая линия, начало и конец которой будут иметь одну и ту же ординату. Так как магнитные потоки каждого полюса одинаковы, а площади, ограниченные ступенчатой кривой и осью, пропорциональны магнитным потокам, то для нахождения оси кривой мы

должны будем провести такую горизонтальную линию, чтобы суммы площадей выше и ниже этой линии были равны между собой. Тогда ординаты кривой по отношению этой линии представят намагничивающую силу, действующую в каждой точке полюсного деления. Для пояснения этого, весьма важного с практической точки зрения, способа разберем несколько примеров.

Возьмем нормальную обмотку с $q = 1$ пазом на полюс и фазу, расположим пазы этой обмотки, как показано на фиг. 46, на двойном полюсном делении и для определения мгновенного значения токов в пазах построим сбоку звезду векторов. Нетрудно видеть, что вышеописанное построение может быть выполнено для любого мгновенного значения токов в фазах. Положим, что намагничивающая сила будет построена, когда ток в фазе *I* имеет максимум. Тогда, применяя



Фиг. 46. Способ построения намагничивающей силы трехфазной обмотки.

вышеописанный метод амперпровода паза *1*, отложим отрезок $\overline{ab} = I_m s_n$ (фиг. 46). В пазу *2* находится конец фазы *III*, и ток в нем сдвинут по времени относительно тока фазы *I* на угол в 60°, поэтому амперпровода паза *2* изобразятся отрезком $\overline{cd}$:

$$\overline{cd} = I_m s_n \cos 60° = \frac{\overline{ab}}{2}.$$

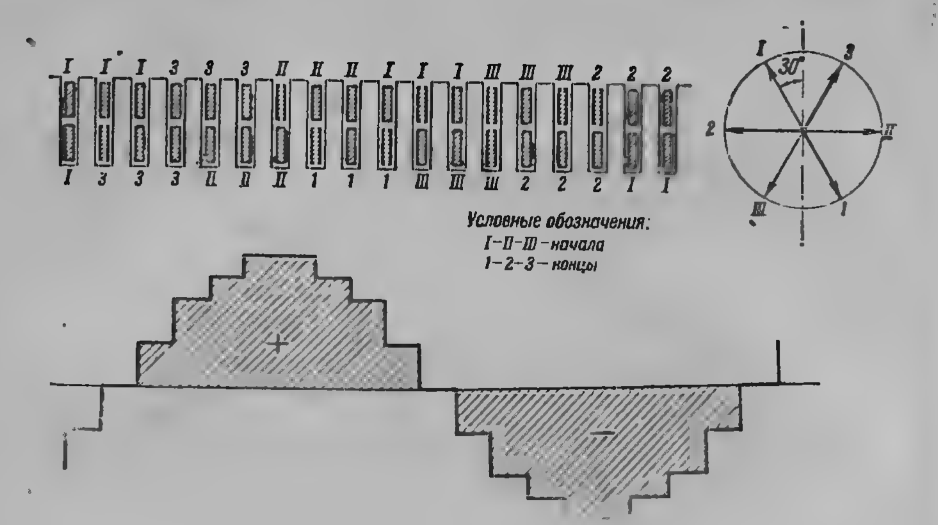
В пазу *3* протекает ток фазы *II*, его амперпровода будут изображаться отрезком $\overline{ef}$:

$$\overline{ef} = I_m s_n \cos 120° = -\frac{\overline{ab}}{2}.$$

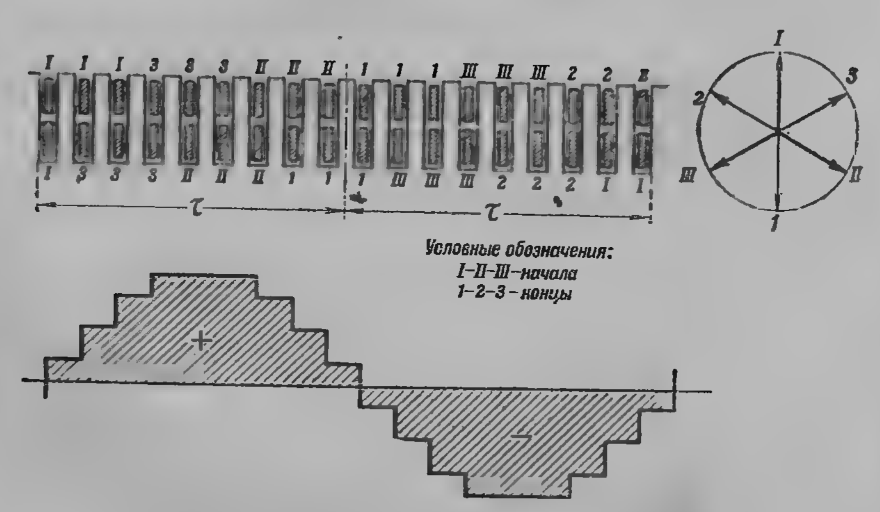
Поэтому при построении ступенчатой кривой намагничивающей силы его следует отложить вниз от горизонтальной линии, проходящей через конец ординаты амперпроводов паза *2*.

Поступая таким же образом для паза *4*, в котором находится конец фазы *I*, мы отложим его амперпровода отрезком $gh = -ab$ вниз, так

Фиг. 47. Намагничивающая сила обмотки $m = 3$, $q = 1$ для различных моментов времени.



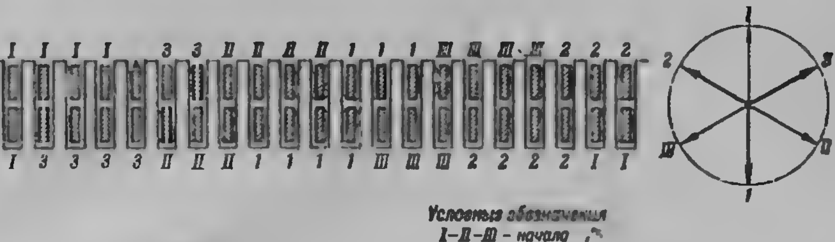
Фиг. 48. Намагничивающая сила двухслойной обмотки $q = 3$, укорочение $\varepsilon = 2$ паза, $i_1 = I_{max}$.

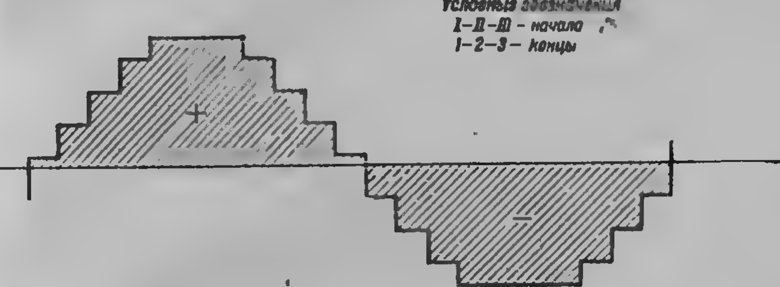


Фиг. 49. Намагничивающая сила двухслойной обмотки, $q = 3$, $\varepsilon = 2$ паза через 30° по времени после $i_1 = I_{max}$.

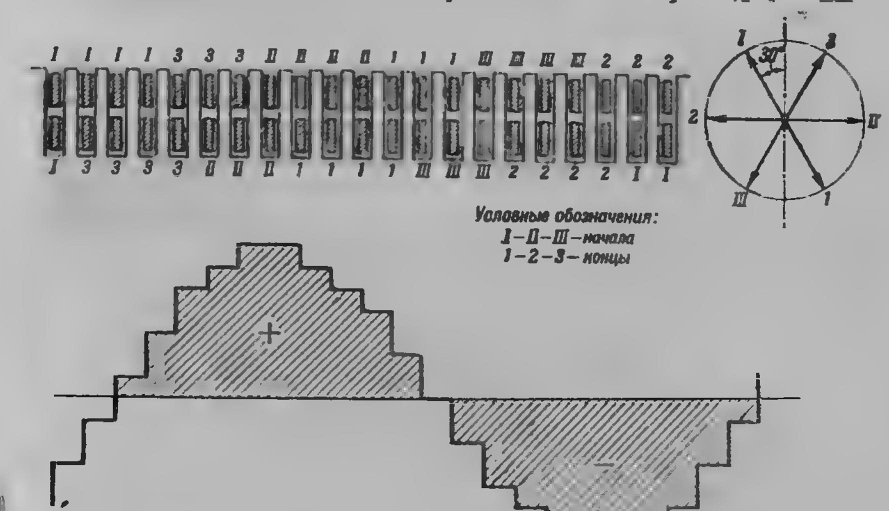
как пазу *4* ток имеет обратное направление току в пазу *1*. В пазу *5* находится начало фазы *III* и амперпровода паза *5*:

$$l_m = I_m s_n \cos 240^\circ = -\frac{\overline{ab}}{2}$$





Фиг. 50. Намагничивающая сила двухслойной обмотки $q = 3^1/_2$, $i_1 = I_{max}$.



Фиг. 50а. Намагничивающая сила двухслойной дробной обмотки $q = 3^1/_2$ через 30° по времени после $i_1 = I_{max}$.

должны быть отложены вниз. В пазу *6* течет ток конца фазы *II*, он сдвинут по отношению к току фазы *I* на 60°, и амперпровода его согласно звезде векторов должны быть отложены вверх отрезком

$$\overline{np} = I_m s_n \cos 60^\circ = \frac{ab}{2}.$$

Заканчивая построение ступенчатой кривой намагничивающей силы данной обмотки, следует еще отложить вверх амперпровода паза 7 (*I*) отрезком

$$\overline{qr} = \overline{ab}.$$

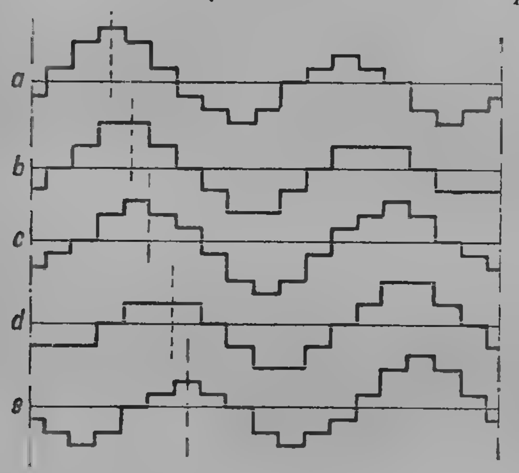
Напоминаем, что отрезки, представляющие амперпровода паза, откладываются по оси, проходящей через данный паз. Полученная ступенчатая линия для рассматриваемой обмотки представлена на фиг. 46. Проведя горизонтальную линию xx указанным выше способом, чтобы площади, ограниченные ступенчатой кривой, выше и ниже ее были равны, мы получим искомую кривую намагничивающей силы данной обмотки.

На фиг. 47 приведены построенные указанным выше методом кривые намагничивающей силы обмотки с $q = 1$ для различных моментов времени. На следующих чертежах помещены кривые для двух моментов времени, отличающихся на 30°:

a — для двухслойной обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу и укороченным шагом (фиг. 48 и 49);

b — то же для двухслойной обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу (фиг. 50 и 50а).

На фиг. 51 даны кривые намагничивающей силы однослойной обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу через $\frac{1}{12}$ периода по времени.



Фиг. 51. Кривые намагничивающих сил однослойной дробной обмотки через $^1/_{12}$ периода по времени.

При рассмотрении построенных кривых мы видим, что недостатком обмоток с дробным числом пазов на полюс и фазу является несимметрия их намагничивающих сил на двойном полюсном делении. Несимметрия эта при двухслойных дробных обмотках меньше, чем при однослойных; последние поэтому неупотребительны как вызывающие большие потери от пульсаций и шум двигателей. Наконец, мы видим, что намагничивающая сила перемещается на полюсном делении в соответствии с изменением фазы тока, обегая двойное полюсное деление за один период тока.

15. Намагничивающая сила обмотки с большим числом фаз

Обмотка с большим числом фаз, как было указано, применяется в роторах короткозамкнутых асинхронных двигателей. Наиболее типичным представителем *m*-фазных обмоток является беличья клетка, имеющая, как было выяснено в гл. 2, столько фаз, сколько стержней клетки приходится на пару полюсов.

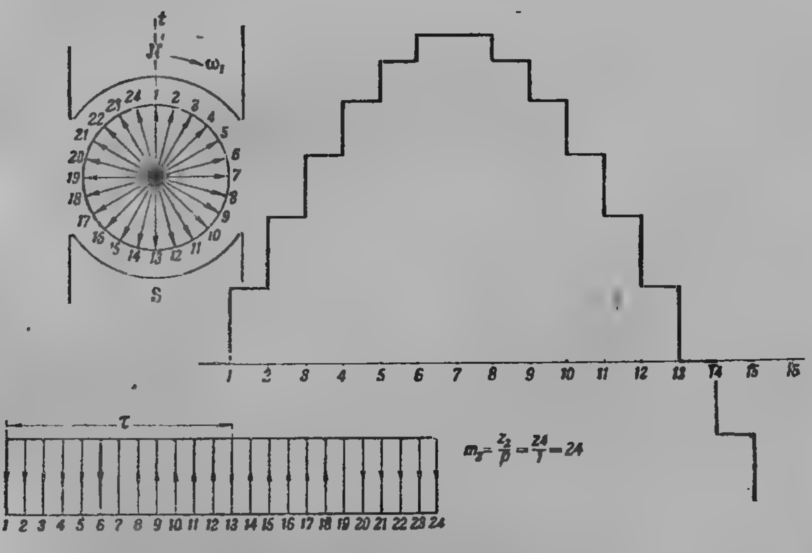
Многофазная обмотка имеет многоугольник фазных напряжений и токов с числом сторон, равным числу фаз. Этот многоугольник замы-

кается через каждую пару полюсов. Построение намагничивающей силы такой обмотки производится описанными методами. На фиг. 52 представлена намагничивающая сила беличьей клетки с числом пазов на пару полюсов, равным 24.

Как видно из фиг. 52, кривая намагничивающей силы беличьей клетки ближе, чем в какой-либо обмотке, приближается по форме к синусоиде. При числе фаз $m \rightarrow \infty$, т. е. когда провода беличьей клетки равномерно распределены на протяжении полюсного деления, кривая намагничивающей силы обмотки будет синусоидальной. Вычислим намагничивающую силу беличьей клетки для этого частного случая. На каждом погонном сантиметре ротора расположено

$$AS_{eff} = \frac{IN_2}{\tau D} \text{ амперпроводов.}$$

Здесь N_2 — общее число проводов на периферии ротора;
D — диаметр ротора.



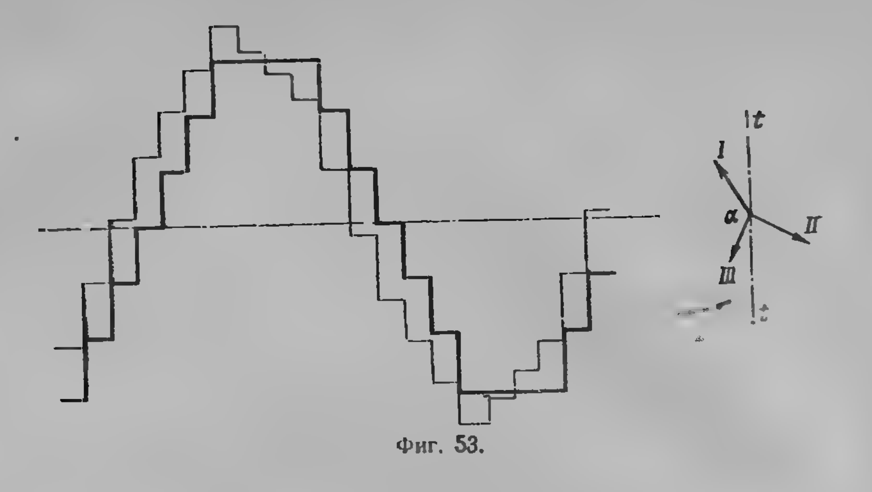
Фиг. 52. Намагничивающая сила беличьей клетки $2p = 4$, $z_2 = 48$.

Максимальное значение синусоиды намагничивающей силы может быть выражено через среднее значение AS_{cp}. Так как в каждый момент времени мгновенное распределение AS представится также синусоидой, то намагничивающая сила на полюс будет равна

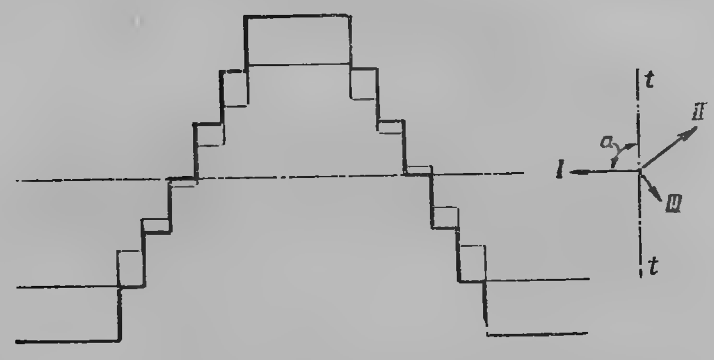
$$F_1 = 0{,}5\ \frac{2}{\pi}\sqrt{2}\ AS_{eff}\tau = 0{,}45\ AS_{eff}\tau = 0{,}45\ \frac{N_2 I}{\tau D}\ \frac{\tau D}{2p} = 0{,}45\ \frac{N_2 I}{2p}.$$

Среднее значение намагничивающей силы обмотки с весьма большим числом фаз на полюсном делении будет равно

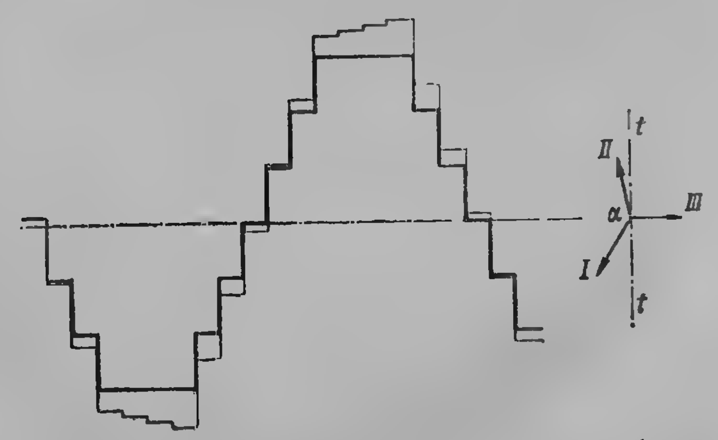
$$F_{cp} = \frac{1}{\tau}\int_0^{\tau} F_1 \sin\frac{\pi}{\tau} x\,dx = \frac{2}{\pi} F_1 = 0{,}286\,\frac{N_2 I}{2p}.$$



Фиг. 53.



Фиг. 54.



Фиг. 55. Кривые намагничивающих сил однослойной обмотки с $q = 3$ при неравных токах в фазах. Жирные кривые — для сравнения намагничивающих сил при эквивалентных равных токах в фазах.

16. Намагничивающая сила обмотки с неравными токами в фазах

Рассмотрим теперь более общий случай построения намагничивающей силы обмотки, когда токи в фазах неодинаковы по своей величине, т. е. $I_1 \neq I_2 \neq I_3$. Такой случай может встретиться при исследовании работы асинхронного двигателя с неравными сопротивлениями фаз реостата в цепи ротора и при неодинаковых сопротивлениях фаз статора и т. д. В этом случае, определив несимметричную систему токов, строят методом § 14 кривые результирующей намагничивающей силы обмотки для различных моментов времени.

На фиг. 53, 54, 55 приведены кривые намагничивающих сил для различных моментов времени этой обмотки при неравных токах в фазах.

17. Максимальное и среднее значения намагничивающих сил обмоток

Из рассмотрения фиг. 49—51 мы видим, что форма кривой и амплитуда намагничивающей силы обмоток не остаются постоянными, причем изменения происходят через 30° эл. Наименьшие колебания имеет намагничивающая сила двухслойных обмоток с укорочением шага 15÷20%.

Для однослойной обмотки с $q = 3$

$$F_{max} : F_{min} = 0,866 = 1 : \frac{\sqrt{3}}{2},$$

$$F_{ср} = \frac{F_{ср}' + F_{ср}''}{2} = 0,276 \frac{N_2 I}{2p}.$$

Выше для обмотки с большим числом фаз было определено

$$F_{ср} = 0,286 \frac{N_2 I}{2p}.$$

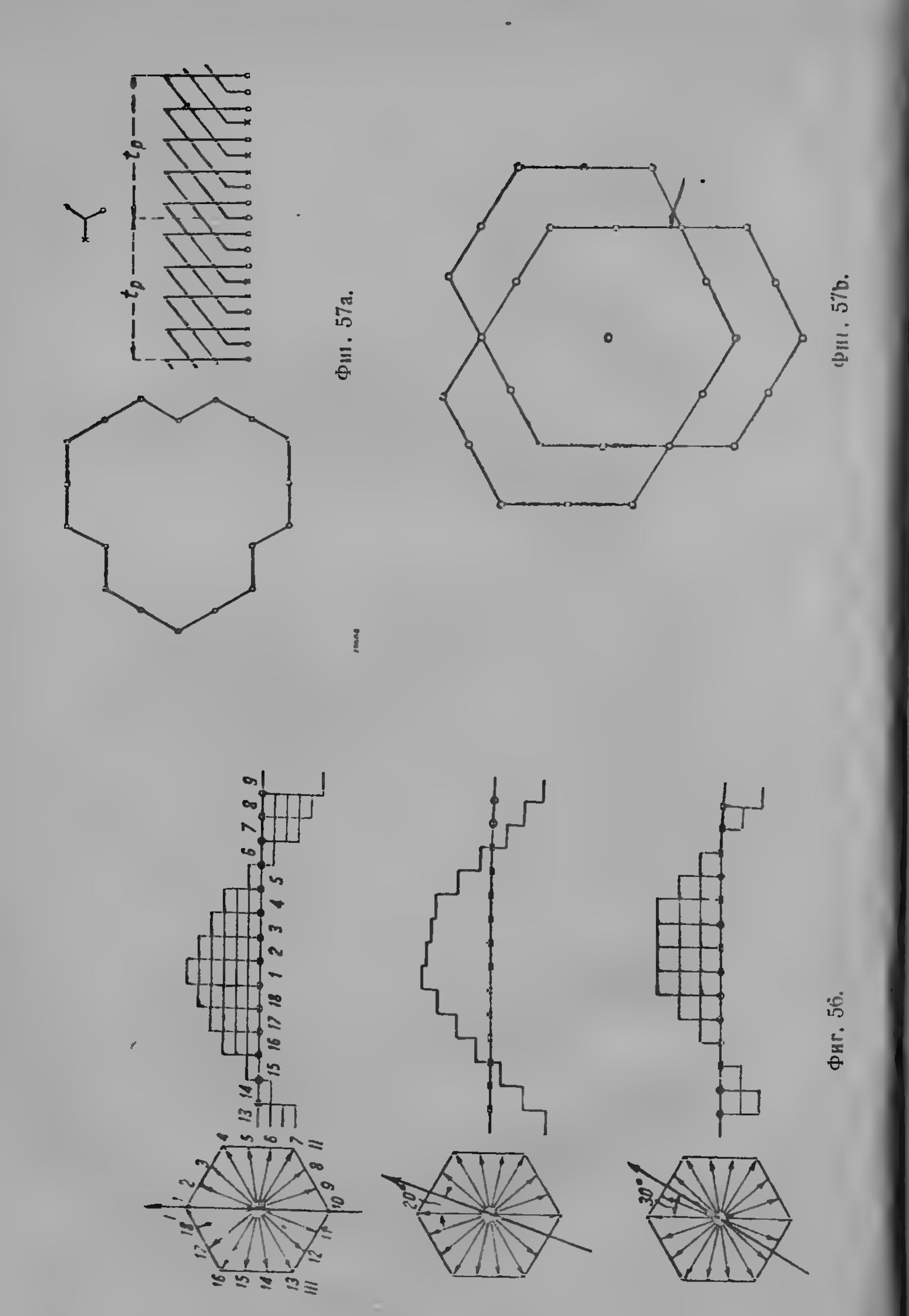
Таким образом мы видим, что многофазная обмотка, как, например, беличья клетка, дает несколько большую величину намагничивающей силы в отношении

$$\frac{0,286}{0,276} \approx 1,037.$$

Из рассмотрения фиг. 55 мы видим значительное увеличение пульсаций амплитуды намагничивающей силы обмотки при неодинаковых токах в фазах.

18. О полигонах намагничивающих сил обмоток. Полигоны Гёргеса

Так как пространственное распределение амперпроводов на протяжении двойного полюсного деления зависит от временных значений токов фаз, то шестиконечная звезда токов фаз уже дает основной закон распределения амперпроводов обмотки на полюсном делении. Если пользоваться не звездой токов фаз, а эквивалентным ей замкнутым многоугольником (как это впервые предложил Гёргес), то, отложив пропорциональные протекающим в пазах токам значения амперпроводов (с помощью многоугольника), мы получим распределение намагничивающей силы обмотки



Фиг. 57a.

Фиг. 57b.

Фиг. 56.

на протяжении двойного полюсного деления. Связав многоугольник токов, так называемый полигон Гёргеса, с осью времени и вращая полигон относительно оси, мы получим распределение намагничивающей силы обмотки в другой момент времени.

На фиг. 56 представлены полученные с помощью полигона Гёргеса кривые намагничивающих сил обмотки с $q = 3$ для момента времени, когда ток в фазе I максимум, и для моментов, следующих за первым через $\frac{1}{18}\ T$ и $\frac{1}{12}\ T$, что соответствует повороту оси времени на 20 и 30° эл. Нетрудно видеть, что для симметричных нормальных трехфазных обмоток полигон Гёргеса является правильным шестиугольником, для двухфазных обмоток — четырехугольником. Однако для обмоток с несимметричным распределением ампепроводов фаз на протяжении двойного полюсного деления, а также для двухслойных обмоток с укороченным шагом, полигоны Гёргеса перестают быть простыми фигурами. На фиг. 57 представлены полигоны Гёргеса:

a) для трехфазной однослойной обмотки с числом пазов $q = 3$ и укорочением шага $^{7}/_{9}$;

b) для трехфазной двухслойной обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу $q = 2{,}5$.

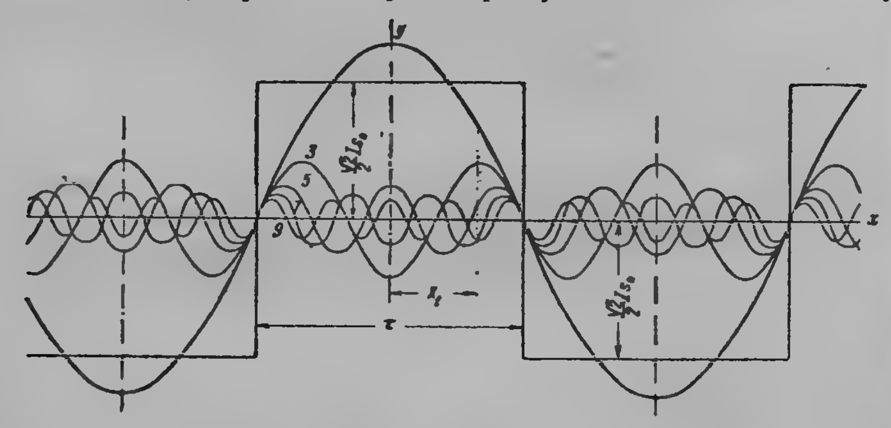
ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

АНАЛИТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ НАМАГНИЧИВАЮЩИХ СИЛ И ПОЛЕЙ ОБМОТОК

Аналитическое исследование намагничивающих сил даст нам необходимые количественные соотношения и совместно с произведенным графическим анализом позволит полнее установить основные преимущества и недостатки обмоток и выяснить их рабочие свойства.

19. Аналитическое выражение поля однослойных обмоток. Обмоточный коэфициент. Коэфициент укорочения шага

Намагничивающая сила витка нормальной однослойной обмотки, как было выяснено, выражается кривой прямоугольного вида. Отнесем эту



Фиг. 58. Кривая намагничивающей силы одной катушки ($q=1$) и ее гармоники.

кривую к прямоугольной системе координат, как показано на фиг. 58. Дальнейший анализ намагничивающих сил обмоток будем производить, разлагая кривую в ряд Фурье и считая первую гармонику основной, а остальные дополнительными, или высшими, гармониками.

Ордината прямоугольника равна на основании выводов § 13

$$A=\frac{I_m s_n}{2}\sin\omega t=\frac{I\sqrt{2}\,s_n}{2}\sin\omega t.$$

Разложение в ряд Фурье такой кривой дает

$$f(x)=\pm\frac{2}{\pi}\sum_{\nu}\frac{A}{\nu}(1-\cos\nu\pi)\sin\nu x_1. \tag{4,1}$$

Из представленного разложения кривой в ряд Фурье мы видим, что в кривой поля витка симметричной обмотки отсутствуют четные гармоники и $\nu=1,\ 3,\ 5,\ 7\ldots$

Мы видим, что высшие гармоники намагничивающей силы одной катушки имеют сдвиг относительно выбранных осей 0° или 180°.

Амплитуды высших гармоник убывают обратно пропорционально номеру гармоник.

Найдем выражение магнитного поля одной фазы симметричной однослойной обмотки. Поле фазы представится суммой прямоугольных кривых поля отдельных катушек, сдвинутых друг относительно друга на угол $\frac{\pi}{mq}$, где m — число фаз; q — число пазов на полюс и фазу.

$$f(x_1)=\pm\frac{4A}{\pi}\sum_{\nu}\frac{1}{\nu}\sin\nu\left(x_1-\frac{2\pi}{4mq}\right);$$

$$f(x_2)=\pm\frac{4A}{\pi}\sum_{\nu}\frac{1}{\nu}\sin\nu\left(x_1-\frac{6\pi}{4mq}\right);$$

. . . .

$$f(x_q)=\pm\frac{4A}{\pi}\sum_{\nu}\frac{1}{\nu}\sin\nu\left(x_1-\frac{2\pi(2q-1)}{4mq}\right).$$

Умножив обе части каждого выражения на

$$\sin\nu\frac{2\pi}{4mq}$$

и приняв во внимание, что

$$\sin\nu\left(x_1-\frac{2\pi(2q-1)}{4mq}\right)\sin\nu\frac{2\pi}{4mq}=0{,}5\cos\nu\left(x_1-\frac{2\pi(2q-2)}{4mq}\right)-$$
$$-0{,}5\cos\nu\left(x_1-\frac{4\pi}{4m}\right)$$

после выполнения суммирования, будем иметь выражение для поля фазы в виде:

$$\sum_{1}^{q}f(x)=\pm\sum_{\nu}\frac{4Aq}{\pi\nu}\,\frac{\sin\frac{2\pi}{4m}\nu}{q\sin\frac{2\pi}{4mq}\nu}\sin\nu\left(x_1-\frac{2\pi}{4m}\right).$$

Так как $A=\frac{I\sqrt{2}}{2}s_n\sin\omega t$, где s_n — число активных проводников в одном пазу, а $\frac{\sin\frac{2\pi}{4m}\nu}{q\sin\frac{2\pi}{4mq}\nu}=k_{w\nu}$ = обмоточному коэфициенту, то окон-

чательно выражение поля одной симметричной однослойной обмотки будет иметь вид:

$$F=\sum_{1}^{q} f(x)=\sum_{1}^{\nu} 0{,}9\, I s_n q \frac{k_{w\nu}}{\nu} \sin\left(x_1-\frac{2\pi}{4m}\right) \sin \omega t \qquad (4{,}2)$$

или, перенося начало координат к амплитуде кривой и выражая x_1 в электрических градусах

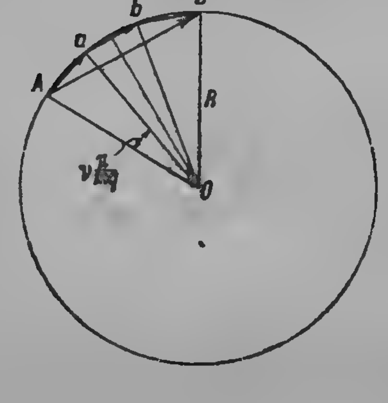
$$x_1=\frac{x}{\tau}\pi,$$

получим

$$F=\sum_{1}^{\nu} \frac{k_{w\nu}}{\nu}\,(0{,}9\, I s_n q) \cos\frac{x}{\tau}\pi \sin \omega t.$$

Сравнивая полученное выражение (4,2) намагничивающей силы одной фазы обмотки при q пазах на полюс и фазу с таким же выражением (4,1), но для случая одной катушки на фазу и пару полюсов, мы видим, что в выражении (4,2) появился коэфициент

$$k_{w\nu}=\frac{\sin\frac{2\pi}{4m}\nu}{q\sin\frac{2\pi}{4mq}\nu}.$$



Фиг. 59.

Кроме того, кривая сдвинута относительно осей координат на электрический угол $\frac{2\pi}{4m}=\frac{\pi}{2m}$.

Последнее полностью согласуется с ранее произведенными графическими построениями намагничивающей силы поля одной фазы с q пазами на полюс и фазу, где результирующая кривая проходила через середину проводов катушек фазы. Так как в нормальной однослойной обмотке каждая фаза занимает $\frac{\pi}{m}$ часть полюсного деления, то начало кривой намагничивающей силы будет сдвинуто от начала фазы как раз на угол $\frac{\pi}{2m}$. Что касается коэфициента $k_{w\nu}$, то он получился в результате геометрического суммирования синусоид намагничивающих сил пазов, сдвинутых друг относительно друга на угол $\frac{\pi}{mq}\nu$. Анализ этого коэфициента показывает, что он всегда меньше единицы и зависит от числа фаз m и числа пазов на полюс и фазу q для каждого номера гармоники ν. Только для $q=1$ этот коэфициент $k_{w\nu}=1$. Выражение коэфициента может быть получено геометрически. Для q пазов на полюс и фазу результирующее значение намагничивающей силы фазы представится геометрической суммой q векторов ν-й гармоники амперпроводов каждого паза, сдвинутых друг относительно друга на пространственный угол $\frac{\pi}{mq}\nu$ (для первой гармоники на угол $\frac{\pi}{mq}$) (фиг. 59). Если бы все амперпровода лежали в одном пазу, то результирующее значение намагничивающей силы представилось бы арифметической суммой амперпроводов q пазов. Считая, что геометрическая сумма векторов является частью замкнутого правильного многоугольника для всех фаз, впишем геометрическую сумму в окружность радиуса R и найдем выражение геометрической и арифметической сумм амперпроводов q пазов на полюс и фазу.

Геометрическая сумма

$$\sum \overline{ab}=\overline{AB}=2R\sin\left(\frac{\pi}{2m}\nu\right)=2R\sin\left(\frac{2\pi}{4m}\nu\right).$$

Арифметическая сумма

$$\sum ab=q\cdot 2R\sin\left(\frac{\pi}{2mq}\nu\right)=q\cdot 2R\sin\left(\frac{2\pi}{4mq}\nu\right).$$

Взяв отношение геометрической суммы к арифметической, мы получим

$$\frac{\Sigma\overline{ab}}{\Sigma ab}=\frac{2R\sin\left(\frac{2\pi}{4m}\nu\right)}{q\,2R\sin\left(\frac{2\pi}{4mq}\nu\right)}=\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{4m}\nu\right)}{q\sin\left(\frac{2\pi}{4mq}\nu\right)}=k_{w\nu}.$$

Таким образом коэфициент $k_{w\nu}$ является отношением геометрической суммы амперпроводов q пазов к арифметической. Этот коэфициент зависит от расположения обмоток в пазах и обычно называется обмоточным коэфициентом. Обмоточный коэфициент $k_{w\nu}$ учитывает, таким образом, действительное расположение пазов на полюсном делении и связанную с этим потерю намагничивающей силы, так как геометрическая сумма амперпроводов отдельных пазов в этом случае меньше арифметической, когда все провода лежали бы в одном пазу. Выражение обмоточного коэфициента

$$k_{w\nu}=\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{4m}\nu\right)}{q\sin\left(\frac{2\pi}{4mq}\nu\right)}$$

для первой гармоники и высших гармоник будет иметь следующий вид:

$$k_{w1}=\frac{\sin\frac{2\pi}{4m}}{q\sin\frac{2\pi}{4mq}}, \qquad k_{w3}=\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{4m}\cdot 3\right)}{q\sin\left(\frac{2\pi}{4mq}\cdot 3\right)},$$

$$k_{w5}=\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{4m}\cdot 5\right)}{q\sin\left(\frac{2\pi}{4mq}\cdot 5\right)}, \qquad k_{w7}=\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{4m}\cdot 7\right)}{q\sin\left(\frac{2\pi}{4mq}\cdot 7\right)} \text{ и т. д.}$$

Так как $m=\frac{Q'}{q}$, где Q' — число пазов на полюс, то выражение для моточного коэфициента можно написать еще следующим образом:

$$k_{w1}=\frac{\sin\left(\frac{q}{Q'}\frac{\pi}{2}\right)}{q\sin\left(\frac{1}{Q'}\frac{\pi}{2}\right)},\quad k_{w3}=\frac{\sin\left(3\,\frac{q}{Q'}\frac{\pi}{2}\right)}{q\sin\left(\frac{3}{Q'}\frac{\pi}{2}\right)},\quad k_{w5}=\frac{\sin\left(5\,\frac{q}{Q'}\frac{\pi}{2}\right)}{q\sin\left(\frac{5}{Q'}\frac{\pi}{2}\right)}\ldots$$

Таблица 1

Обмоточные коэфициенты $k_{w\nu}$ трехфазных однослойных обмоток

$q=2$	3	4	5	6	7	8	9	10	
$Q'=6$	9	12	15	18	21	24	27	30	3
0,966	0,960	0,958	0,957	0,957	0,957	0,956	0,955	0,955	0,955
0,707	0,667	0,654	0,646	0,644	0,642	0,641	0,640	0,639	0,636
0,259	0,217	0,205	0,197	0,195	0,194	0,194	0,194	0,193	0,191
—0,259	—0,177	—0,158	—0,149	—0,145	—0,143	—0,141	—0,140	—0,140	. 0,136
—0,707	—0,333	—0,270	—0,247	—0,236	—0,229	—0,225	—0,222	—0,220	—0,212
—0,966	—0,177	—0,126	—0,110	—0,102	—0,097	—0,095	—0,093	—0,092	—0,087
—0,966	—0,217	0,126	0,102	0,092	0,086	0,083	0,081	0,079	0,073
—0,907	0,667	0,270	0,200	0,172	0,158	0,15	0,145	0,141	0,127
—0,259	0,960	0,258	0,102	0,084	0,075	0,070	0,066	0,064	0,056
0,259	0,960	—0,205	—0,110	—0,084	—0,072	—0,066	—0,062	—0,060	—0,059
0,707	0,667	—0,654	—0,247	—0,172	—0,143	—0,127	—0,118	—0,112	—0,091
0,966	0,217	—0,958	—0,149	—0,092	—0,072	—0,063	—0,057	—0,054	—0,041
0,966	—0,177	—0,958	0,200	0,102	0,075	0,063	—0,056	—0,052	—0,038
0,707	0,333	—0,654	0 646	0,236	0,158	0,127	0,111	0,101	0,071
0,259	—0,177	—0,205	0,957	0,145	0,086	0,066	0,056	0,052	—0,033
—0,259	0,217	0,158	0,957	—0,197	—0,097	—0,070	—0,057	—0,050	—0,052
—0,707	0,667	0,270	0,646	—0,644	—0,229	—0,150	—0,118	—0,101	—0,052
—0,966	0,96	0,126	0,200	—0,957	—0,143	—0,083	—0,062	—0,052	—0,02
—0,966	0,96	—0,126	—0,149	—0,957	0,195	0,095	0,066	0,054	0,02
—0,707	0,667	—0,270	—0,247	—0,644	0,642	0,225	0,145	0,112	0,04
—0,259	0,217	—0,158	—0,110	—0,147	0,957	0,141	0,081	—0,06	0,02
0,259	—0,177	0,205	0,102	0,145	0,957	—0,194	—0,093	—0,064	—0,02

Таблица 1а

Обмоточные коэфициенты $k_{w\nu}$ однофазных обмоток с целым числом пазов на полюс и фазу $\frac{q}{Q}=\frac{2}{3}$

q	Q	ν					
		1	3	5	7	9	11
2	3	0,866	0	0,866	0,866	0	0,866
4	6	0,836	0	0,224	0,224	0	0,836
6	9	0,831	0	0,188	0,154	0	0,154
8	12	0,829	0	0,178	0,136	0	0,109
10	15	0,828	0	0,173	0,129	0	0,095
20	30	0,827	0	0,167	0,121	0	0,079
—	—	0,478	0	0,096	0,068	0	0,043

Для однофазных обмоток можно пользоваться теми же формулами, причем q будет обозначать число заполненных на полюсном делении пазов (из Q').

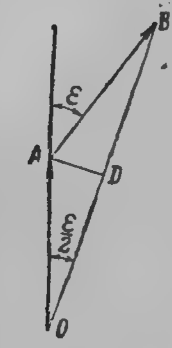
В табл. 1 и 1а представлена вычисленная величина обмоточных коэфициентов для однофазных и трехфазных обмоток.

Из рассмотрения выражения намагничивающей силы фазы видно, что высшие гармоники изменяются прямо пропорционально обмоточному коэфициенту гармоники и обратно пропорционально номеру нечетных гармоник. Четные гармоники в кривых намагничивающих сил однослойных нормальных обмоток отсутствуют.

20. Аналитическое выражение поля двухслойных обмоток с целым числом пазов на полюс и фазу

В теории обмоток было выяснено, что любую двухслойную обмотку с целым числом пазов на полюс и фазу с укороченным шагом является возможным заменить двумя однослойными обмотками, смещенными друг относительно друга на угол укорочения. Гармоники намагничивающих сил этих обмоток сдвинуты друг относительно друга на угол укорочения шага, т. е. на $\varepsilon=\left(\pi-\frac{y}{\tau}\pi\right)\nu$,

y — шаг обмотки в долях τ.



Фиг. 60.

Таким образом максимальное значение намагничивающей силы двухслойной обмотки с укороченным шагом может быть представлено в виде геометрической суммы двух векторов, сдвинутых на угол ε (фиг. 60). Из треугольника OAB максимальное значение намагничивающей силы равно

$$2OA\cos\left(\frac{\pi}{2}-\frac{y}{\tau}\frac{\pi}{2}\right)\nu=2OA\sin\nu\frac{y}{\tau}\frac{\pi}{2}.$$

Коэфициент

$$k_{y\nu}=\sin\nu\frac{y}{\tau}\frac{\pi}{2}$$

будем называть коэфициентом укорочения шага двухслойной обмотки.

Для двухслойной обмотки следует ввести еще коэфициент укорочения шага, и тогда выражение поля двухслойной обмотки будет иметь вид:

$$F=\sum_{\nu}0{,}9\,Is_n q\frac{k_\nu}{\nu}\cos\frac{x}{\tau}\pi\sin\omega t,$$

где $k_\nu=k_{w\nu}k_{y\nu}$.

В табл. 2 приведены значения коэфициента $k_{y\nu}$ для различных значений $\frac{y}{\tau}$ и номера гармоник.

Таблица 2

$\beta = y/\tau$	1	0,8	0,7	0,5
1	1	0,951	0,891	0,767
2	0	0 588	0,809	1,000
3	—1	—0,588	—0,156	0,707
4	0	—0,951	0,951	0,000
5	1	0,000	—0,707	—0,707
6	0	0,951	0,309	—1,000
7	—1	0,588	0,988	—0,707
8	0	—0,588	0,588	0,000
9	1	—0,951	—0,454	0,707
10	0	0,000	—1,000	1,000
11	—1	0,951	—0,454	0,707
12	0	0,588	0,588	0,000
13	1	—0,588	0,988	—0,707
14	0	—0,951	0,309	—1,000
15	—1	0,000	—0,707	—0,707
16	0	0,951	—0,951	0,000
17	1	0,588	—0,156	0,707
18	0	—0,588	0,809	1,000
19	—1	—0,951	0,891	0,707
20	0,000	0,000	0,000	0,000
21	1	0,951	—0,891	—0,707
22	0	0,588	—0,809	—1,000
23	—1	—0,588	0,156	—0,707
24	0	—0,951	0,951	0,000
25	1	0,000	0,707	0,707
26	0	0,951	0,309	1,000
27	—1	0,588	—0,988	0,707
28	0	—0,588	—0,588	0,000
29	1	—0,951	0,454	—0,707
30	0	0,000	1,000	—1,000
31	—1	0,951	—0,454	—0,707
32	0	0,588	—0,588	0,000
33	1	—0,588	—0,988	0,707
34	0	—0,951	—0,309	1,000
35	—1	0,000	0,707	0,707
36	0	0,951	0,951	1,000
37	1	0,588	0,156	—0,707
38	0	—0,588	—0,809	—1,000
39	—1	0,951	—0,891	—0,707
40	0	0,000	0,000	0,000

$\beta = y/\tau$	1	0,8	0,7	0,5
41	1	0,951	0,891	0,707
42	0	0,588	0,809	1,000
43	—1	—0,588	—0,156	0,707
44	0	—0,951	—0,951	0,000
45	1	0,000	—0,707	—0,707
46	0	0,951	0,309	1,000
47	—1	0,588	0,988	—0,707
48	0	—0,588	0,588	0,000
49	1	—0,951	—0,454	0,707
50	0	0,000	—1,000	1,000

21. Вращающееся поле трехфазной обмотки

Рассмотрим теперь аналитическое выражение вращающегося поля для трехфазной нормальной обмотки. Принимаем во внимание только основную (первую гармонику) волну намагничивающих сил отдельных фаз, трехфазную же систему будем считать симметричной и в магнитном и в электрическом отношениях, а ток возбуждающей фазы синусоидальным. Тогда на основании выражения 4,2 будем иметь:

$$F_{I} = 0{,}9Iwk_1 \left(\sin\omega t \cos\frac{x}{\tau}\pi\right),$$

$$F_{II} = 0{,}9Iwk_1 \left[\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\frac{x}{\tau}\pi - \frac{2\pi}{3}\right)\right],$$

$$F_{III} = 0{,}9Iwk_1 \left[\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\cos\left(\frac{x}{\tau}\pi - \frac{4\pi}{3}\right)\right].$$

Здесь

$$w = s_n q$$

и

$$k_1 = k_{\kappa 1} k_{y1},$$

где $k_{\omega 1}$ — обмоточный коэфициент первой гармоники поля,
k_{y1} — коэфициент укорочения шага первой гармоники.

Воспользуемся преобразованием

$$\sin\alpha\cos\beta = \frac{1}{2}\sin(\alpha + \beta) + \frac{1}{2}\sin(\alpha - \beta).$$

Будем иметь:

$$F_{I} = \frac{1}{2}(0{,}9Iwk_1)\left[\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi\right) + \sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right)\right],$$

$$F_{II} = \frac{1}{2}(0{,}9Iwk_1)\left[\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi - \frac{4\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right)\right],$$

$$F_{III} = \frac{1}{2}(0{,}9Iwk_1)\left[\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi - \frac{8\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right)\right].$$

Результирующая намагничивающая сила определяется суммой намагничивающих сил отдельных фаз

$$F_x = F_I + F_{II} + F_{III}.$$

При суммировании замечаем, что

$$\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi\right) + \sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi - \frac{4\pi}{3}\right) + \sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi - \frac{8\pi}{3}\right) = 0.$$

Поэтому

$$F_x = \frac{3}{2}(0{,}9Iwk_1)\sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right).$$

Нетрудно видеть, что результирующее поле трех фаз является вращающимся полем с амплитудой, в $^3/_2$ раза большей, чем намагничивающая сила одной фазы. Через время dt намагничивающая сила в месте $x + dx$ будет иметь величину

$$F_{x+dx} = \frac{3}{2}(0{,}9Iwk_1)\sin\left[\omega(t + dt) - (x + dx)\frac{\pi}{\tau}\right].$$

Если $F_x = F_{x+dx}$, то

$$\omega\, dt = dx\frac{\pi}{\tau}.$$

Отсюда получается, что вся волна поля, имея постоянную амплитуду, перемещается с постоянной окружной скоростью

$$v = \frac{dx}{dt} = \omega\frac{\tau}{\pi} = 2\tau f.$$

Таким образом она перемещается в течение одного периода тока на двойное полюсное деление по пространству.

22. Изменение направления вращающегося поля

Если бы в выражении F_x перед вторым членом аргумента синуса стоял бы знак $+$, то это означало бы, что результирующее поле вращается в обратном, чем первоначально принято, направлении. Практически это легко сделать, переменив чередование фаз на зажимах асинхронного двигателя. Тогда:

$$F_I = 0{,}9Iwk_1\left[\sin\omega t\cos\frac{x}{\tau}\pi\right],$$

$$F_{II} = 0{,}9Iwk_1\left[\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\frac{x}{\tau}\pi - \frac{2\pi}{3}\right)\right],$$

$$F_{III} = 0{,}9Iwk_1\left[\sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right)\cos\left(\frac{x}{\tau}\pi - \frac{4\pi}{3}\right)\right].$$

Применив прежнее разложение, будем иметь

$$F_x = F_I + F_{II} + F_{III} = \frac{3}{2}\, 0{,}9Iwk_1\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi\right),$$

откуда, применив вышеприведенное в § 21 доказательство,

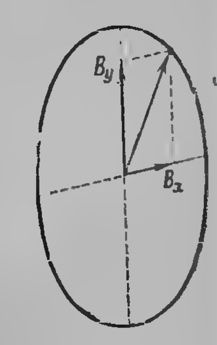
$$v = -2\tau f.$$

В случае если в обмотке статора или ротора протекают токи, образующие несимметричную систему,

$$\dot{I}_1 \neq \dot{I}_2 \neq \dot{I}_3.$$

Тогда обмотка будет создавать два вращающихся поля прямой и обратной последовательности, так называемое прямое и инверсное поле. Эти поля будут созданы системами токов прямой и обратной последовательности, на которые по методам теории симметричных составляющих можно будет разложить несимметричную систему токов $\dot{I}_1$, $\dot{I}_2$, $\dot{I}_3$.

Как известно, два вращающихся с одинаковой скоростью в противоположные стороны вектора с неравными амплитудами в сумме дают вектор, вращающийся по эллипсу (фиг. 61). Таким образом при неравных токах в фазах получается уже не вращающееся по окружности поле, а так называемое эллиптическое, которое можно заменить двумя круговыми полями с неравными амплитудами, вращающимися в противоположные стороны. Если амплитуды полей, вращающихся в противоположные стороны, одинаковы, то в сумме получается неподвижное пульсирующее поле. Точно так же можно показать, что при другой какой-нибудь несимметрии, например, при неравных углах между осями обмоток, а также при неодинаковых углах между векторами токов в фазах, мы будем иметь в результате суммирования трех намагничивающих сил отдельных фаз эллиптическое вращающееся поле.



Фиг. 61.

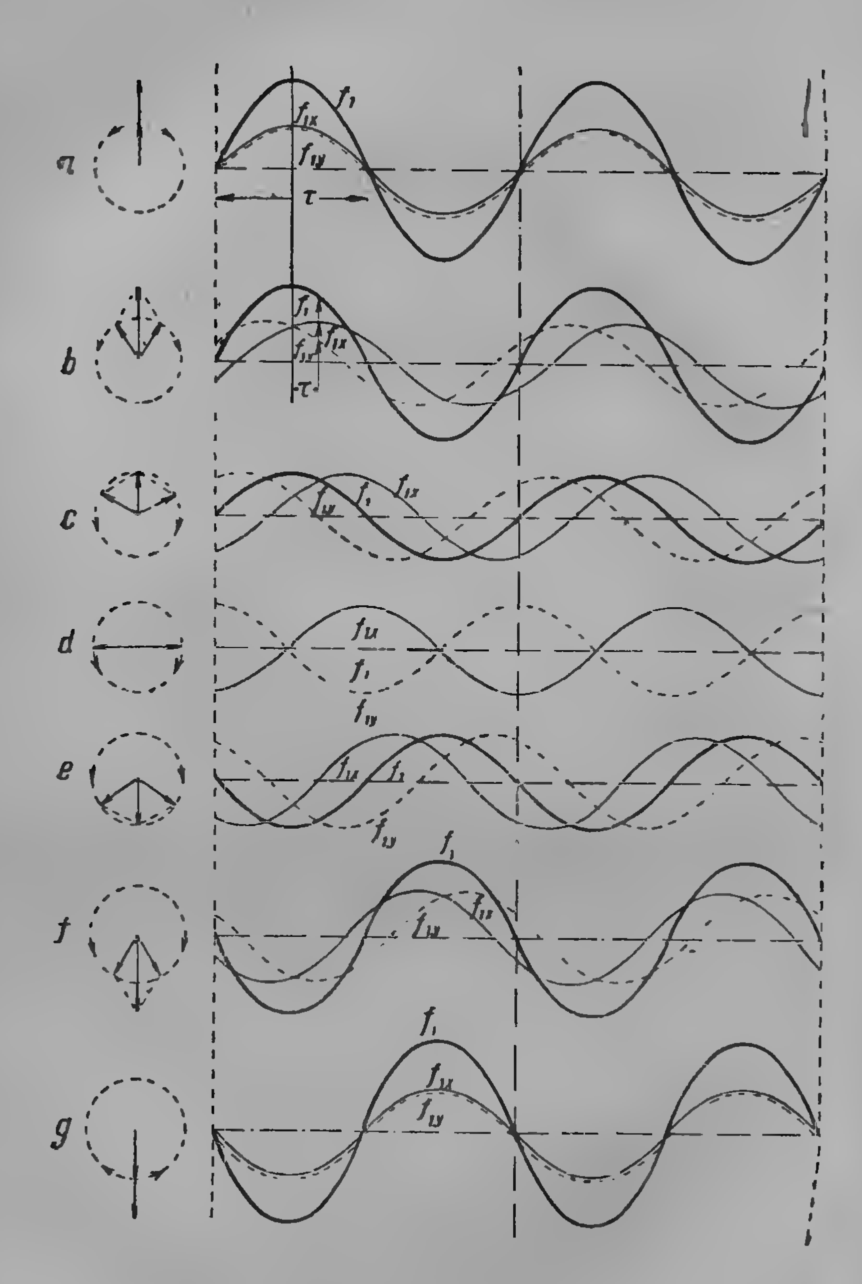
Форма намагничивающей силы обмотки при неравных токах в фазах приведена на фиг. 53, 54, 55. Из них можно также заметить сильную пульсацию амплитуды поля во времени, что является признаком образования в этом случае эллиптического вращающегося поля.

23. Пульсирующее поле

Рассмотрим разложенное на сумму синусов выражение намагничивающей силы фазы:

$$F = 0{,}9Iwk_1\sin\omega t\cos\frac{x}{\tau}\pi = \frac{1}{2}(0{,}9Iwk_1)\sin\left(\omega t + \frac{x}{\tau}\pi\right) + \frac{1}{2}(0{,}9Iwk_1)\sin\left(\omega t - \frac{x}{\tau}\pi\right).$$

Мы видим, что всякое пульсирующее поле можно разложить на два вращающихся в противоположные стороны поля с половинными амплитудами (фиг. 62). Это важное положение будет применено при изложении теории однофазного асинхронного двигателя (гл. 28).



Фиг. 62. Разложение пульсирующего поля на два вращающихся.

24. Вращающееся поле m-фазной обмотки

Исследуем теперь законы поля m-фазных обмоток. Пусть в общем случае обмотка питается несинусоидальным током и имеет m фаз.

Выражения полей m-фазной системы, если учесть сдвиг фаз и по времени и по пространству, напишутся для фазы I в виде:

$$F_1 = \sum_n \sum_\nu \frac{k_\nu}{\nu} (0{,}9 I s_n q) \sin n\omega t \cos \nu \frac{x}{\tau} \pi$$

или

$$F_1 = 0{,}9 I s_n q \sum_n \sum_\nu \frac{1}{2} \frac{k_\nu}{\nu} \left[\sin\left(n\omega t + \nu \frac{x}{\tau}\pi\right) + \sin\left(n\omega t - \nu \frac{x}{\tau}\pi\right)\right].$$

Аналогично для других фаз:

$$F_{II} = 0{,}9 I s_n q \sum_n \sum_\nu \frac{1}{2} \frac{k_\nu}{\nu} \left[\sin\left(n\omega t + \nu \frac{x}{\tau}\pi - 2\pi \frac{n+\nu}{m}\right) + \sin\left(n\omega t - \nu \frac{x}{\tau}\pi - 2\pi \frac{n-\nu}{m}\right)\right],$$

. . . .

$$F_m = 0{,}9 I s_n q \sum_n \sum_\nu \frac{k_\nu}{\nu} \frac{1}{2} \left[\sin\left(n\omega t + \nu \frac{x}{\tau}\pi - \frac{2\pi (m-1)(n+\nu)}{m}\right) + \sin\left(n\omega t - \nu \frac{x}{\tau}\pi - \frac{2\pi (m+1)(n-\nu)}{m}\right)\right].$$

Можно показать (математический анализ опускаем), что от полей m фаз образуются результирующие вращающиеся поля с амплитудами

$$F_\nu = \frac{m}{2} 0{,}9 I s_n q \frac{k_\nu}{\nu};$$

причем, если $\frac{n+\nu}{m}$ — целое число, то поле гармоники вращается в сторону первой гармоники; если $\frac{n-\nu}{m}$ — целое число, то поле гармоники вращается в противоположную сторону (инверсное поле). Если и $\frac{n+\nu}{m}$ и $\frac{n-\nu}{m}$ — целые числа, то вращающегося поля высшей гармоники не образуется, возникает только пульсирующее поле.

Рассмотрим частный случай: $m = 3$, $n = 1$, трехфазная обмотка, питание синусоидальным током

$$\sum (F_I + F_{II} + F_{III}) = \frac{3}{2} 0{,}9 I s_n q \sum_\nu \frac{k_\nu}{\nu} \sin\left(\omega t \pm \frac{x}{\tau} \pi\nu\right),$$

причем знак — относится к гармоникам 7-й, 13-й, 19-й, ..., знак + к гармоникам 5-й, 11-й, 17-й...

Как нетрудно видеть на основании общих правил, третья гармоника в трехфазной системе с синусоидальными токами пропадает [1].

[1] При учете насыщения в кривой поля появляется третья гармоника, но скорость ее вращения равна скорости основной волны.

Закон направления вращения гармоники поля трехфазной системы можно выразить

$$2xm \pm 1,$$

где x — любое целое число, знак $+$ дает прямовращающуюся $-$ инверсную — гармонику.

Найдем скорость вращения гармоники поля. Скорость найдется из соотношений:

для 1-й гармоники

$$\omega\, dt = \frac{dx}{\tau}\pi,$$

для ν-й гармоники

$$\omega\, dt = \pm \frac{dx}{\tau}\pi\nu,$$

откуда

$$v_1 = \frac{dx}{dt} = 2\tau f_1$$

для первой гармоники;

$$v_\nu = \pm \frac{2\tau f_1}{\nu}$$

для ν-й гармоники.

Таким образом ν гармоника вращающегося поля ν-фазной обмотки движется в ν раз медленнее первой гармоники основной волны.

В табл. 3 приведены направление вращения полей гармоник при $m = 3$.

25. О наивыгоднейшем укорочении шага обмоток

Мы рассмотрели методы исследования намагничивающих сил кривых различных обмоток. При исследовании выяснилось, что каждая обмотка создает кроме основной волны намагничивающей силы еще ряд полей высших гармоник. Наименьшим количеством гармоник обладает обмотка с весьма большим числом фаз, имеющая в пределе намагничивающую силу синусоидальной формы. Все практически выполняющиеся обмотки, в основном трехфазные, имеют намагничивающую силу с высшими гармониками, и первую гармонику меньшей, чем для обмотки с весьма большим числом фаз (гл. 3, § 17). Это уменьшение основной волны намагничивающей силы и наличие ряда полей высших гармоник, как мы в дальнейшем увидим, неблагоприятно отзывается на рабочем процессе и пуске в ход двигателя. Поэтому является важным в заключение рассмотреть те методы, с помощью которых возможно уменьшить величину высших гармоник намагничивающих сил обмотки.

Мы выяснили, что действительным средством для улучшения кривой поля является расположение витков фазы катушками в пазах, причем при увеличении числа пазов на полюс и фазу высшие гармоники кривой поля относительно уменьшаются, так как их обмоточные коэфициенты значительно меньше. Дальнейшим и действительным средством является укорочение шага обмоток. Из рассмотрения табл. 2 § 20

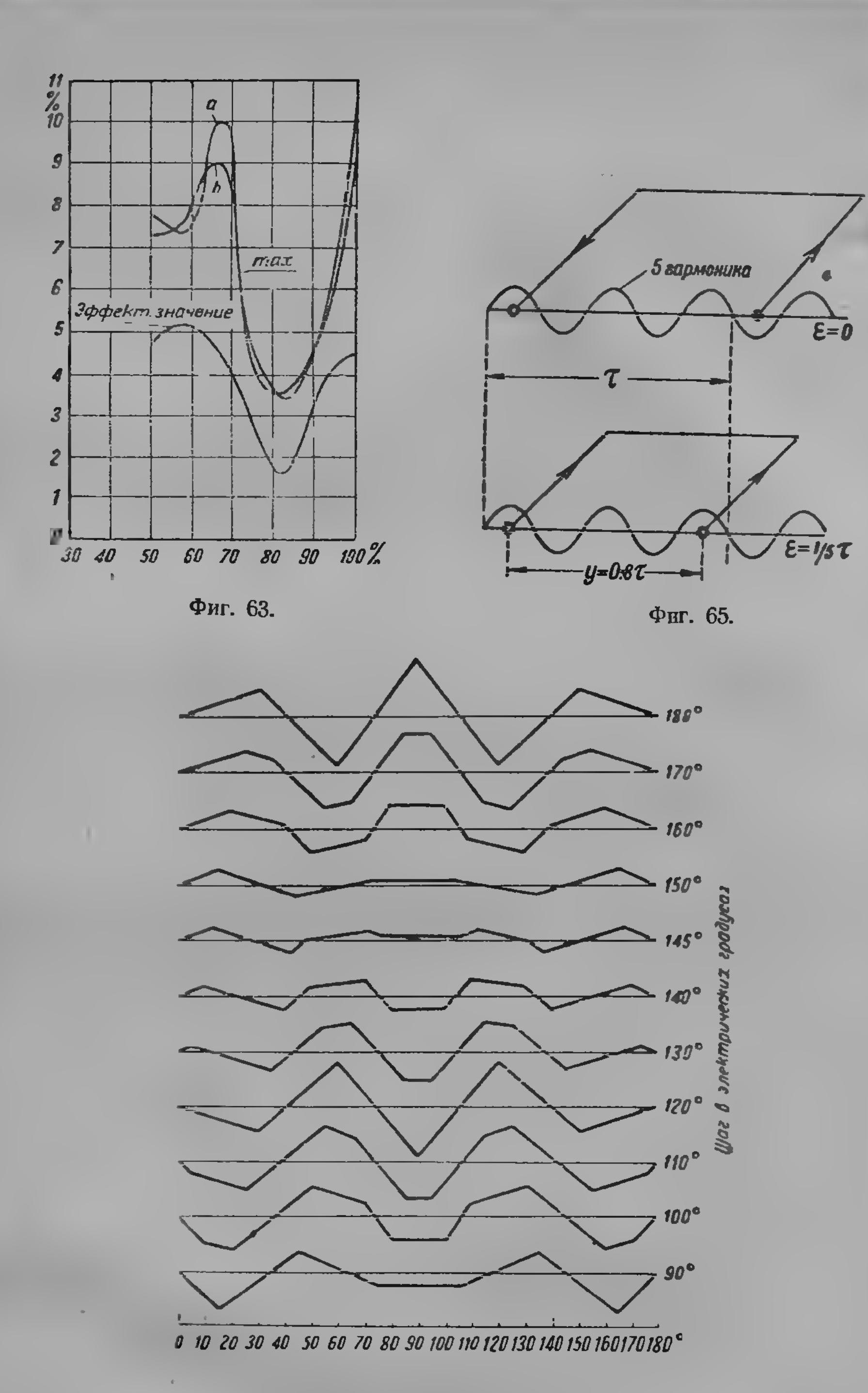
Таблица 3

Частота		f	$2f$	$3f$	$4f$	$5f$	$6f$	$7f$	$8f$	$9f$
	n	1	2	3	4	5	6	7	8	9
ν	1	→	←		→	←		→	←	
	3			↓			↓			↓
	5	←	→		←	→		←	→	
	7	→	←		→	←		→	←	
	9			↓			↓			↓
	11	←	→		←	→		←	→	
	13	→	←		→	←		→	←	
	15			↓			↓			↓
	17	←	→		←	→		←	→	
	19	→	←		→	←		→	←	
	21			↓			↓			↓
	23	←	→		←	→		←	→	

Примечание. Знак → означает прямовращающееся поле; знак ← означает инверсное поле; знак ↓ — пульсирующее поле.

мы видим, что коэфициент укорочения шага обмоток в зависимости от отношения $\frac{y}{\tau}$ для высших гармоник поля может быть сделан сколь угодно малым, что благоприятно отзывается на форме магнитного поля.

Для однослойных и двухслойных обмоток можно построить кривую величины высших гармоник намагничивающей силы в зависимости от укорочения шага обмотки для двух моментов времени „a“ и „b“, отличающихся друг от друга на угол 30° по времени (когда кривые намагничивающих сил наиболее отличаются друг от друга и по величине и



Фиг. 63.

Фиг. 65.

Фиг. 64.

по форме). На фиг. 63 представлены кривые максимальных и эффективных значений высших гармоник по отношению к первой гармонике намагничивающих сил для указанных двух моментов времени „a“ и „b“. Из рассмотрения кривых фиг. 63 мы видим, что наивыгоднейшее укорочение однослойных и двухслойных обмоток соответствует шагу обмотки, равному приблизительно $80^0/_0$ τ; при этом шаге высшие гармоники намагничивающей силы достигают минимума, а кривые намагничивающих сил для двух моментов времени „a“ и „b“ становятся приблизительно одинаковыми и по величине и по форме, т. е.

$$F_{max} = F_{min} = F_{cp} = F.$$

Приведенные результаты имеют важное практическое значение и дают указание, с каким укорочением следует проектировать однослойные и двухслойные обмотки. Является возможным дать объяснение, почему гармоники намагничивающей силы достигают минимума при приблизительно $80^0/_0$ τ. На фиг. 64 представлен вид кривых суммы гармоник двухслойных обмоток на полюсном делении в зависимости от укорочения шага. Эти кривые попеременно состоят из положительных и отрицательных частей, из которых каждая занимает приблизительно пятую часть полюсного деления. На фиг. 65 представлены два случая наведения э. д. с. в витке от пятой гармоники поля: один раз, когда виток не укорочен, другой раз, когда виток укорочен на $\frac{1}{5}$ часть полюсного деления. В последнем случае в любой момент времени э. д. с. от потока пятой гармоники в витке равна нулю, так как в обеих сторонах витка э. д. с. действуют навстречу друг другу. Так как в кривых фиг. 65 кроме пятой имеются гармоники и более высокого порядка, то минимум гармоник в кривой намагничивающей силы наступает при укорочении шага не при 0,8 τ, а примерно при шаге $81{,}5^0/_0$. Шаг двухслойных обмоток поэтому выбирают практически около 0,8 τ.

ГЛАВА ПЯТАЯ

МАГНИТНЫЕ ПОТОКИ В АСИНХРОННЫХ МАШИНАХ

26. Величина магнитного потока асинхронного двигателя

Магнитный поток можно подсчитать двумя способами: графическим и аналитическим. Графическим путем строится намагничивающая сила обмотки и находится среднее ее значение планиметрированием для двух моментов времени, отличающихся друг от друга на $\frac{\pi}{6}$ по формуле

$$F_{cp} = \frac{F_{cp}' + F_{cp}''}{2}.$$

Магнитный поток найдется по формуле

$$\Phi = \Lambda \cdot F_{cp},$$

где Λ — магнитная проводимость потока воздушного зазора на полюс, откуда

$$\Phi = 0{,}4\pi \cdot F_{cp} \frac{\tau l_i}{\delta_0}.$$

Наибольшее при заданном числе амперпроводов значение потока получается при обмотке с весьма большим числом фаз. Мы показали, что намагничивающая сила обмотки с весьма большим числом фаз равна (гл. 3, § 15)

$$F_{cp} = 0{,}286 \frac{NI}{2p}.$$

Для этой обмотки магнитный поток будет равен

$$\Phi = 0{,}4\pi \cdot 0{,}286 \frac{\tau l_i}{\delta_0} \frac{NI}{2p} = 0{,}360 \frac{\tau l_i}{\delta_0} \frac{NI}{2p}.$$

Аналитическим путем величина магнитного потока любой обмотки подсчитывается как сумма отдельных гармоник, причем если необходимо получить результирующее значение потока, то учитывается не только величина, но и фаза гармоник друг относительно друга.

Намагничивающая сила вращающегося поля ν-й гармоники, как было найдено в § 19 и 24, имеет амплитуду

$$F_{m\nu} = \frac{m}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2\nu} Iwk_\nu.$$

Среднее значение намагничивающей силы равно

$$F_{cp} = \frac{2}{\pi} F_{m\nu} = m \frac{2\sqrt{2}}{\pi^2 \nu} Iwk_\nu.$$

Величина магнитного потока

$$\Phi_\nu = 0{,}4\pi \frac{\tau}{\nu} \frac{l_i}{\delta_\nu} \frac{2\sqrt{2}}{\pi^2 \nu} mIwk_\nu = 0{,}36 \frac{\tau l_i}{\delta \nu^2} mIwk_\nu.$$

Здесь $\frac{\tau}{\nu}$ — величина полюсного деления ν-й гармоники, так как она имеет в νp раз бо́льшее основного число полюсов;
δ_ν — воздушный зазор для ν-й гармоники;
l_i — расчетная длина двигателя;

$$w = s_n q.$$

Таким путем, зная входящие в формулу размеры, подсчитывают потоки Φ_ν всех гармоник.

Величина потока основной волны:

$$\nu = 1, \quad k_\nu = k_1.$$

$$\Phi_1 = 0{,}4 \frac{2}{\pi} \sqrt{2} \frac{\tau l_i}{\delta_0} mw\, Ik_1,$$

или, так как

$$mw = \frac{N}{2p},$$

$$\Phi = 0{,}36 \frac{\tau l_i}{\delta_0} \frac{NI}{2p} k_1.$$

В приведенной формуле потока $\delta_0 > \delta$:

$$\delta_C = \delta k_C k,$$

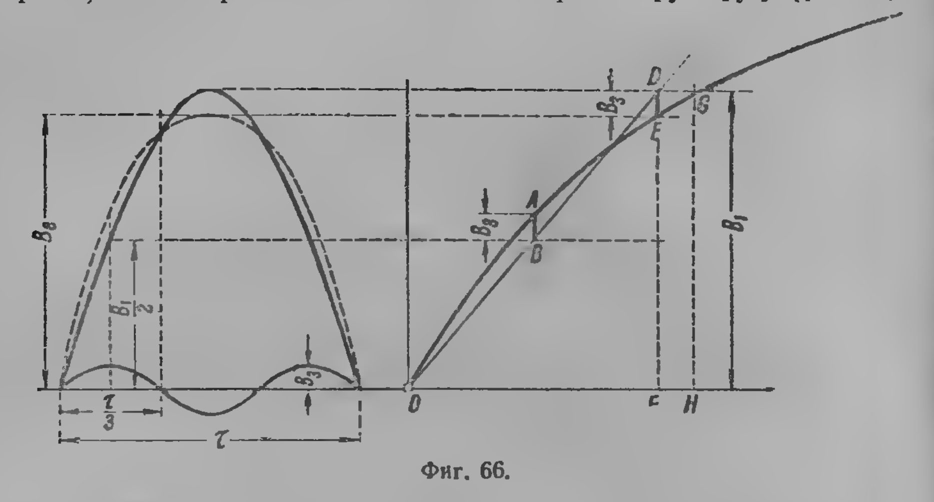
где k_C — так называемый коэфициент Carter'а;
k — коэфициент, учитывающий насыщение магнитной цепи.

27. Учет влияния насыщения на форму магнитного потока на полюсном делении

При пользовании аналитическим методом подсчета магнитного потока влияние магнитного насыщения будем принимать во внимание только для основной волны поля. Изменение формы принятого синусоидального магнитного потока на полюсном делении в зависимости от насыщения приведено на фиг. 66. Мы видим, что кривая магнитного потока в зависимости от насыщения делается более плоской; последнее играет важную роль при расчете двигателя, снижая максимальную величину индукции потока в воздушном зазоре.

Построение кривой индукции в зазоре с учетом насыщения можно произвести графическим путем, полагая, что в кривой появляется только третья гармоника. Пусть B_1 — первая гармоника кривой индукции. Пусть дана кривая зависимости индукции в зазоре от ампервитков

магнитной цепи. Проводим две параллельные прямые на расстоянии B_1 и $\frac{B_1}{2}$ от оси x. Проводим через начало координат прямую таким образом, чтобы отрезки $\overline{AB}$ и $\overline{DE}$ были бы равны друг другу (фиг. 66).



Фиг. 66.

Тогда $\overline{FE}$ будет действительной величиной амплитуды индукции в воздушном зазоре B_l. Уменьшение амплитуды индукции в воздушном зазоре вследствие насыщения уменьшает расчетное значение ампервитков AW_m:

$$\overline{OF} = AW_m < AW_1 = \overline{OH}, \quad \overline{EF} = B_l = B_1 - B_3.$$

Фиг. 66а.

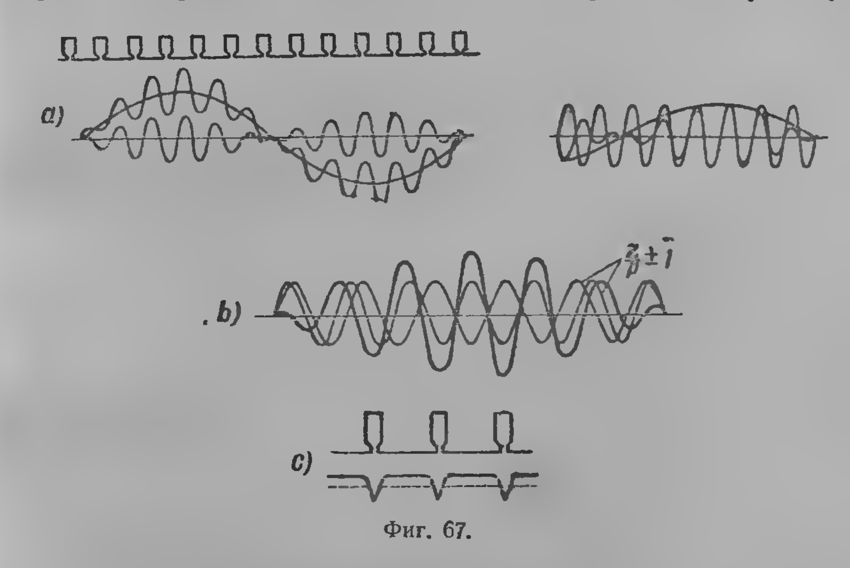
Магнитный поток двигателя в этом случае равен

$$\Phi = \frac{2}{\pi}\tau l_i B_1 + \frac{2}{\pi} l_i B_3 = \frac{2}{\pi}\tau l_i \left(B_1 + \frac{B_3}{3}\right).$$

Построение кривой индукции в воздушном зазоре с учетом насыщения можно произвести с известным приближением также следующим способом (фиг. 66а): пусть на полюсном делении намагничивающая сила синусоидальна и изображена кривой F, а кривая зависимости индукции в зазоре от ампервитков магнитной цепи представлена кривой y. Тогда, взяв значение ампервитков в любой точке x_1 полюсного деления F_{1x} из кривой F и перенося их на кривую y, найдем по ней значение индукции B_{1x} в данной точке. Взяв ряд точек, строим кривую индукции B в воздушном зазоре, которая будет иметь уплощенный вид.

28. Зубцовые гармоники

Кроме гармоник, происходящих от намагничивающих сил статора и ротора, в асинхронном двигателе имеют место пульсации результирую-



Фиг. 67.

щего магнитного потока вследствие неодинаковой магнитной проводимости воздушного зазора из-за чередования пазов и зубцов. Объясняются они тем, что вследствие большей магнитной проводимости зубцов по сравнению с пазами наибольшее число индукционных линий проходит в воздушный зазор через зубец, пространство же паза, пространство большего сопротивления, действует как увеличенный воздушный зазор. Пространство пазов начинает проводить силовые линии в значительной степени только при сильных насыщениях зубцов. Поэтому индукционные линии потока на протяжении зубцового деления в большинстве проходят в воздушный зазор через зубец и в меньшинстве через пространство паза, и если бы удалось расположением обмотки создать чисто синусоидальный поток, то зубцы статора и ротора исказили бы его дополнительной волной с положительной амплитудой под зубцами и с отрицательной амплитудой под пространством паза (фиг. 67, a). Таким образом эта волна будет иметь число полюсов, равное числу

пазов и зубцов на двойном полюсном делении. Эта наложенная волна является функцией величины воздушного зазора, очертаний коронки зубца и величины открытия паза и сама может быть разложена на ряд высших зубцовых гармоник. От взаимодействия зубцов статора и ротора, никогда практически не равных по числу друг другу, происходит сложная интерференция; однако удобнее всего рассматривать гармоники от зубцов статора и ротора независимо друг от друга.

Эти гармоники по роду их происхождения будем называть з у б ц о в ы м и гармониками, в то время как гармоники в кривой намагничивающей силы будем называть о б м о т о ч н ы м и. Зубцовые гармоники обычно представляют в виде жестко связанной с зубцами пульсирующей интерференционной волны.

Эту волну можно мыслить в виде двух вращающихся полей (фиг. 67, *b*) порядка

$$\nu = \frac{z}{p} \pm 1$$

по отношению к основной волне намагничивающей силы статора или ротора. Применив и здесь условие вращения полей, мы получим, что зубцовая гармоника порядка

$$\frac{z}{p} + 1$$

вращается в сторону основной волны поля, а порядка

$$\frac{z}{p} - 1$$

в обратную сторону, являясь инверсной системой.

В общем случае право- и левовращающиеся гармоники будут иметь

$$\nu'' \frac{z}{p} \pm \nu'$$

номер гармоники, где ν'' и ν' — любые целое и дробное числа, определяющие высшие гармоники зубцового поля (фиг. 67, *c*).

Пример. Пусть асинхронный двигатель имеет $2p = 4$; $z = 36$ пазов статора, тогда номер основных гармоник зубцового поля равен

$$\nu = \frac{z}{p} \pm 1 = \frac{36}{2} \pm 1 = 17 \text{ и } 19, \text{ т. е. 17-й и 19-й гармоники.}$$

Важным обстоятельством является, что обмоточные коэфициенты всех гармоник зубцовых полей равны единице, а амплитуды не зависят от номера гармоники, а являются, как было указано, функцией размеров зубца и паза и величины воздушного зазора.

Необходимо отметить, что в зазоре существуют и обмоточные гармоники порядка $\nu \frac{z}{p} \pm 1$.

Действительно, если в общую формулу вращающихся полей обмоточных гармоник $2xm \pm 1$, где x — любое целое число, подставить

вместо $x = \nu q = f(q)$ величину, являющуюся функцией числа пазов на полюс и фазу, то, заменив

$$q = \frac{z}{2mp},$$

будем иметь

$$2xm \pm 1 = 2\nu \frac{z}{2mp} m \pm 1 = \nu \frac{z}{p} \pm 1.$$

Для $\nu_1 = 1$ имеем гармонику, кратную числу пазов на полюс и фазу. Это вращающееся поле гармоники определяет гармонику от ступеней намагничивающей силы и является наиболее сильным, во-первых, потому, что складывается с соответствующей гармоникой зубцового поля, а также потому, что обмоточные коэфициенты э т о й г а р м о н и к и р а в н ы о б м о т о ч н ы м к о э ф и ц и е н т а м о с н о в н о й в о л н ы.

Действительно,

$$k_{w\nu} = \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{2m}\right)\nu}{q \sin\left(\frac{2\pi}{4mq}\right)\nu}$$

в этом случае равен

$$k_{w\nu} = \frac{\sin \frac{2\pi}{4m}(2qm \pm 1)}{q \sin \frac{2\pi}{4mq}(2qm \pm 1)} = \frac{\sin \frac{2\pi}{4m}}{q \sin \frac{2\pi}{4mq}},$$

т. е. обмоточному коэфициенту первой гармоники. Вращающиеся поля этих гармоник оказывают сильное влияние на разбег асинхронного двигателя.

29. Подсчет величины зубцовых пульсаций

Амплитуду зубцовых пульсаций B_{p1} можно определить на основании расчетов Картера по Рихтеру для зубцов статора

$$B_{p_1} = \frac{\gamma_2 \delta}{2t_1} B_{z_1},$$

для зубцов ротора

$$B_{p_2} = \frac{\gamma_1 \delta}{2t_2} B_{z_2}.$$

Здесь B_{z_1} и B_{z_2} — средние индукции в зубцах статора и ротора;

γ_1 и γ_2 — функции Картера;

t_1 и t_2 — зубцовые деления статора и ротора;

γ_1 и γ_2 — функции Картера — приближенно выражаются следующим образом:

$$\gamma_2 \approx \frac{\left(\frac{m}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{m}{\delta}},$$

где m — ширина отверстия паза ротора, функция же γ_1 вычисляется из аналогичного выражения, только за m берется отверстие паза статора.

Для открытых пазов за m следует считать

$$m = \frac{a}{3}\left(1 + 0,5\ \frac{t}{b_z + x\delta}\right).$$

Здесь a — ширина паза;

b_z — ширина зубца у поверхности якоря.

x берется из таблицы в зависимости от отношения $\frac{a}{\delta}$:

$\frac{a}{\delta}$	x
1	0,8
2,5	1,6
3,5	1,9
5,5	2,4
8	2,8

30. Результирующий поток и потоки рассеяния. Общие положения

При работе асинхронной машины вращающееся поле, образованное токами обмотки статора, а также вращающееся поле, созданное токами обмотки ротора, неподвижны друг относительно друга независимо от скорости ротора. Неподвижность полей статора и ротора, как известно, имеет место в нормальных электрических машинах, являясь условием постоянства момента на валу.

В асинхронной машине ротор вращается с $n_2 = n_1\ (1 - s)$ оборотов в минуту. Поле статора относительно ротора будет вращаться с $n_1 - n_2$ оборотов в минуту. Частота тока ротора, наведенного основным полем, будет равна

$$f_2 = \frac{(n_1 - n_2)p}{60} = \frac{n_1 - n_2}{n_1}\ \frac{n_1 p}{60} = s \cdot f_1\ .$$

Токи многофазного ротора создадут вращающееся поле с числом оборотов относительно ротора, равным

$$n_{2s} = \frac{sf_1 \cdot 60}{p} = s \cdot n_1\,.$$

Число оборотов поля ротора относительно статора будет равно при любом скольжении s

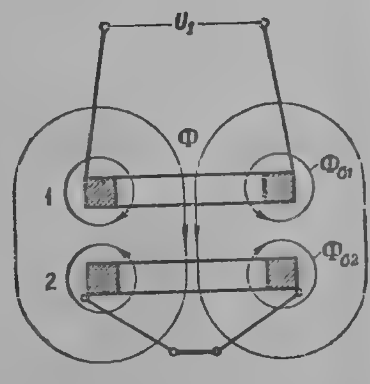
$$n_2 + n_{2s} = n_1 (1 - s) + n_1 \cdot s = n_1 = \text{const.}$$

Таким образом поле ротора при любом режиме неподвижно относительно вращающегося поля статора. Последнее является важным положением, определяя характер взаимодействия ротора на статор, аналогичный взаимодействию полей в трансформаторе, и позволяя рассматривать магнитные потоки в асинхронном двигателе в любой момент времени неподвижным друг относительно друга.

Намагничивающие силы статора и ротора образуют частью результирующее магнитное поле, сцепленное с обеими обмотками статора и ротора, частью местные потоки вокруг обмотки только статора или только ротора, поля так называемых потоков рассеяния. Кроме того, так как намагничивающие силы статора и ротора имеют различную форму, будут потоки неполного сцепления обмоток, местные потоки, так называемые потоки двойного рассеяния. Магнитное поле, возникающее вокруг лобовых частей обмоток статора и ротора, явится в основном потоком рассеяния лобовых частей обмоток.

31. Магнитные потоки в трансформаторе

Рассмотрим магнитные потоки трансформатора, к теории которого, как будет показано ниже, можно привести рабочий процесс асинхронного двигателя. Когда в одну из обмоток трансформатора (фиг. 68), скажем, первичную *1*, пропущен переменный ток, то он возбуждает вокруг обмотки переменное магнитное поле. Индукционные линии этого поля замыкаются частично вокруг катушки *1*, но главная часть линий проходит в плоскость катушки *2*. Обозначим все число линий, возбуждаемых током катушки *1*, первичным потоком Φ_1. Тогда только часть этого потока Φ_1' будет проходить плоскость катушки *2* и участвовать в наведении во вторичной катушке переменной э. д. с. Остающаяся часть линий $\Phi_{\sigma 1}$, замыкающаяся только вокруг катушки *1*, не наведет э. д. с. ко вторичной катушке; поэтому $\Phi_{\sigma 1}$ носит название потока рассеяния первичной катушки. Как известно, при ненасыщенной магнитной цепи поток связан с так называемым коэфициентом самоиндукции потока L_1 следующим соотношением:



Фиг. 68.

$$\sum_{w_1=1}^{w_1} \Phi_1 w_1 = L_{полн\ 1} i_1,$$

где w_1 — число витков обмотки *1*;

Φ_1 — мгновенное значение потока обмотки *1*;

i_1 — мгновенное значение тока в обмотке *1*.

Так как

$$\Phi_1 = \Phi_1' + \Phi_{\sigma 1},$$

будем иметь

$$\sum_{w_1=1}^{w_1} (\Phi_1' + \Phi_{\sigma 1}) w_1 = L_{полн\ 1} i_1,$$

или

$$\sum_{w_1=1}^{w_1} \Phi_1' w_1 + \sum_{w_1=1}^{w_1} \Phi_{\sigma 1} w_1 = (L_1 + L_{\sigma 1})\, i_1,$$

где L_1 — коэфициент самоиндукций потока, возбуждаемого катушкой 1 и проходящего через плоскость катушки 2;

$L_{\sigma 1}$ — коэфициент самоиндукции потока рассеяния катушки 1.

Положив, что $L_{\sigma 1} = \tau_1 L_1$, будем иметь

$$L_{полн\ 1} = L_{\sigma 1} + L_1 = L_1 (1 + \tau_1);$$

здесь τ_1 — так называемый коэфициент рассеяния катушки 1.

Если замкнуть вторичную катушку 2, то по ней потечет ток, который создаст в окружающем пространстве свое поле. Образованное вторичной катушкой поле будет компенсировано за счет возрастания магнитного потока катушки 1 благодаря увеличению тока в первичной катушке. Вследствие этого величина потока трансформатора останется примерно постоянной при нормальных нагрузках. Однако полного уничтожения магнитных линий вторичной катушки не произойдет, вокруг вторичной катушки останется некоторое число линий, не сцепленных с первичной катушкой. Эти магнитные линии по аналогии будут называться потоками рассеяния вторичной катушки. Обозначим поток вторичной катушки, созданный протекающим в ней током через Φ_2, а поток рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$. Тогда

$$\Phi_2 = \Phi_2' + \Phi_{\sigma 2}$$

и

$$L_{полн\ 2} = L_2 + L_{\sigma 2};$$

положив, что

$$L_{\sigma 2} = \tau_2 L_2,$$

будем иметь

$$L_{полн\ 2} = L_2 (1 + \tau_2).$$

Сумма потоков Φ_2' и Φ_1' определяет результирующий поток, действительный поток взаимоиндукции обеих катушек

$$\Phi_2' + \Phi_1' = \Phi$$

с коэфициентом взаимоиндукции

$$M = \sqrt{L_1 L_2}.$$

Подставляя вместо L_1 и L_2 их значения, будем иметь

$$M = \frac{\sqrt{L_{полн\ 1} L_{полн\ 2}}}{\sqrt{(1+\tau_1)(1+\tau_2)}}$$

или

$$M^2 = \frac{L_{полн\ 1} L_{полн\ 2}}{(1+\tau_1)(1+\tau_2)} \quad и \quad \frac{M^2}{L_{полн\ 1} L_{полн\ 2}} = \frac{1}{(1+\tau_1)(1+\tau_2)}$$

и

$$1 - \frac{M^2}{L_{полн\ 1} L_{полн\ 2}} = 1 - \frac{1}{(1+\tau_1)(1+\tau_2)} = \sigma.$$

Последнее выражение называется полным коэфициентом рассеяния трансформатора.

Физический смысл этого выражения выясняется из основных уравнений напряжения трансформаторов. Если положить ввиду принципиального характера дальнейших выкладок, что активные сопротивления первичной и вторичной катушек равны нулю, будем иметь:

$$\dot U_k = j\omega L_{полн\ 1} \dot I_1 + j\omega M \dot I_2,$$
$$0 = j\omega M \dot I_1 + j\omega L_{полн\ 2} \dot I_2.$$

Решая эти уравнения, будем иметь

$$\dot I_2 = \frac{M}{L_{полн\ 2}} \dot I_1;$$

$$\dot U_k = j\omega L_{полн\ 1} \dot I_1 \left(1 - \frac{M^2}{L_{полн\ 1} L_{полн\ 2}}\right) = j\omega\sigma L_{полн\ 1} \dot I_1,$$

где

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_{полн\ 1} L_{полн\ 2}}.$$

Положим, что

$$\dot U_0 = j\omega L_{полн 1} \dot I_1,$$

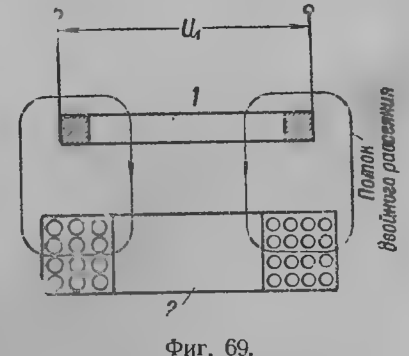
будем иметь

$$\sigma = \frac{U_k}{U_0}.$$

Здесь U_k — напряжение, которое нужно приложить к первичной катушке при коротком замыкании вторичной катушки при условии, что в первичной катушке возбуждается ток, равный по величине току, когда вторичная катушка разомкнута;

U_0 — напряжение на первичной катушке, когда вторичная катушка разомкнута.

σ определяет также и потоки так называемого двойного рассеяния, т. е. те силовые линии, которые только частично охватывают обе катушки (фиг. 69). Чтобы это себе представить, рассмотрим случай, когда обе катушки пространственно соразмерны с окружающей магнитной цепью. Тогда всегда будут силовые линии первичной катушки, которые сцепляются только с частью проводов вторичной катушки.



Фиг. 69.

Некоторые авторы коэфициенты рассеяния первичной и вторичной катушек дают в долях действительных потоков, пронизывающих не одну, а обе катушки.

Тогда

$$\tau_1 = \frac{L_{полн 1}}{M} - 1, \quad или\ L_{полн\ 1} = (1 + \tau_1) M;$$

$$\tau_2 = \frac{L_{полн 2}}{M} - 1 \quad или\ L_{полн\ 2} = (1 + \tau_2) M.$$

Перемножив оба равенства, будем иметь

$$\frac{L_{полн\,1}L_{полн\,2}}{M^2} = (1+\tau_1)(1+\tau_2) = 1+\tau_1+\tau_2+\tau_1\tau_2,$$

откуда

$$\frac{L_{полн\,1}L_{полн\,2}}{M^2} - 1 = \tau_1+\tau_2+\tau_1\tau_2 = \tau,$$

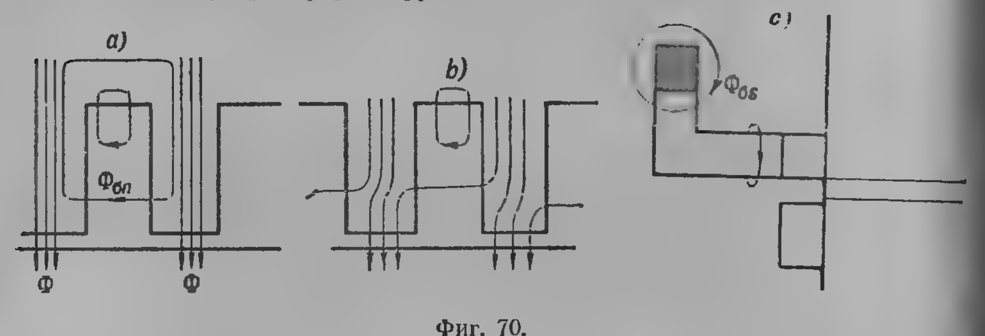
τ — назовем полным коэфициентом рассеяния двигателя.

Нетрудно показать, что

$$\tau = \frac{\sigma}{1-\sigma}.$$

32. Магнитные потоки в асинхронном двигателе

Переходя теперь к асинхронному двигателю, мы будем наблюдать картину магнитных потоков, в основном весьма близкую к только что рассмотренному трансформатору.

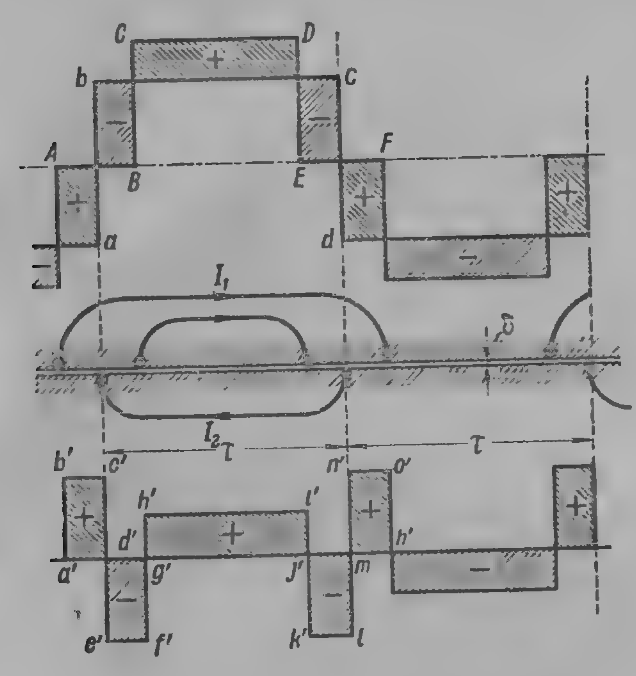


Фиг. 70.

Так же как и в трансформаторе, токи обмоток статора и ротора создадут общий рабочий поток Φ. Вокруг обмоток статора и ротора будут существовать потоки рассеяния Φ_{σ_1} и Φ_{σ_2}. Нарисовать действительное распределение потоков рассеяния вокруг обмотки статора и ротора является весьма трудной задачей.

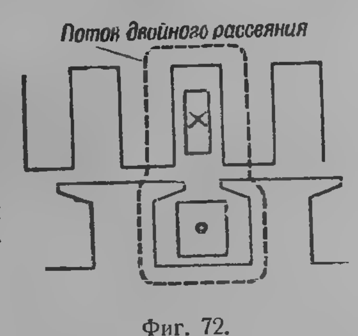
На фиг. 70a для линий рассеяния пазов принят определенный путь вокруг паза. Линии рассеяния имели бы этот путь, если бы не было никакого другого потока кроме потока рассеяния. На фиг. 70a кроме линий рассеяния нарисованы еще магнитные линии главного потока. Наличие силовых линий различных направлений в одной точке пространства физически невозможно. Вследствие этого действительный путь силовых линий будет таким, как показано на фиг. 70b. Таким образом рассеяние пазов выражается в скашивании рабочего магнитного потока, что вызывает ухудшение сцепления между обмотками статора и ротора. Можно выделить сравнительно небольшое количество замкнутых на себя линий рассеяния. Более или менее значительный поток рассеяния возникает только в лобовых частях (фиг. 70c).

В асинхронных двигателях кроме потоков рассеяния впадин и рассеяния лобовых частей возникает, так же как и в трансформаторе, поток двойного рассеяния, который заключает в себе и часть так называемого рассеяния между головками зубцов. Двойное рассеяние обусловлено в асинхронном двигателе геометрическим расположением обмоток



Фиг. 71. Образование потока двойного рассеяния.

статора и ротора, а также взаимным положением впадин, в которых лежат обе обмотки; магнитный поток, возбуждаемый обмоткой статора, не полностью сцеплен со всеми витками обмотки ротора (и наоборот).



Фиг. 72.

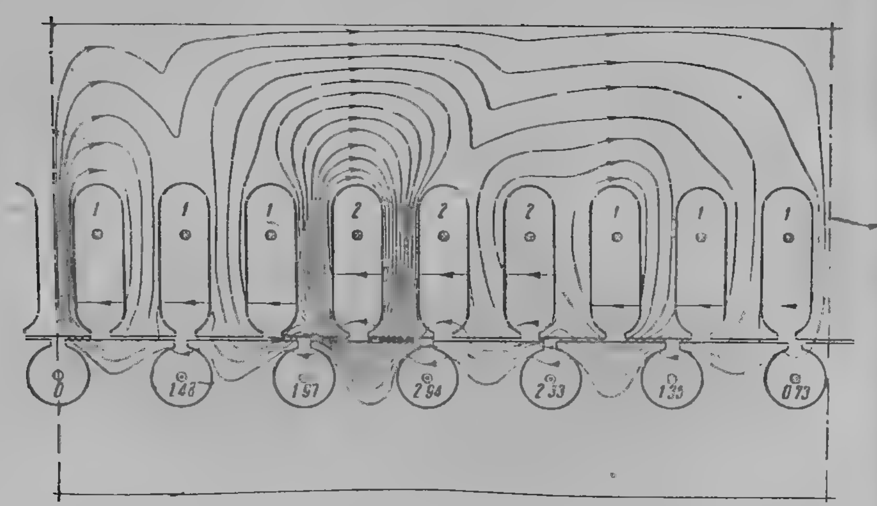
На фиг. 71 представлено распределение потоков двойного рассеяния в асинхронном двигателе с числом пазов в статоре $q_1 = 2$ и в роторе $q_2 = 1$ при коротком замыкании обмотки ротора.

Распределение намагничивающих сил обмоток статора и ротора на полюсном делении представлено кривыми: для статора — кривой *ABCDEF* и для ротора — кривой *abcd*.

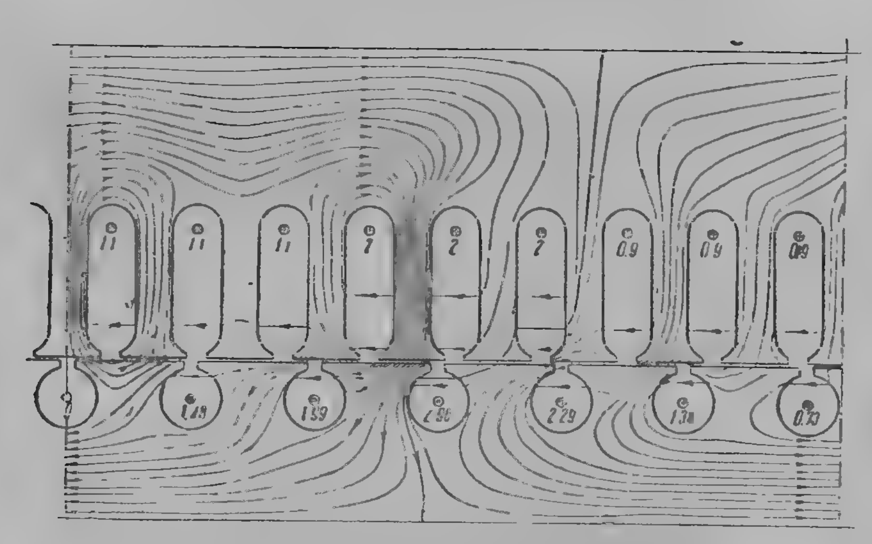
Результирующий поток $d'\,b'\,c'\,d'\,e'\,f'\,g'\,h'\,i'\,j'\,k'\,l'\,m'\,n'\,o'\,h'$ явится потоком двойного рассеяния.

Пространственное распределение потока двойного рассеяния представлено на фиг. 72.

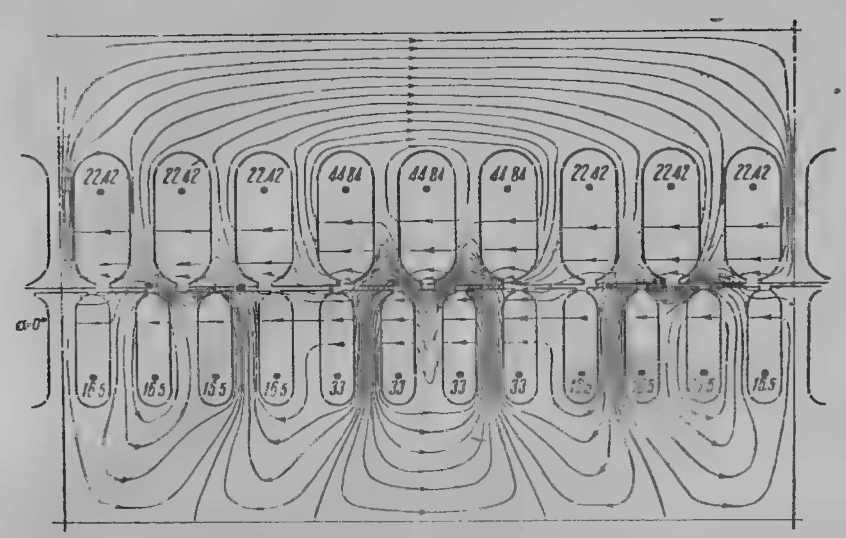
Фиг. 73 изображает картину потоков в неподвижном короткозамкнутом двигателе.



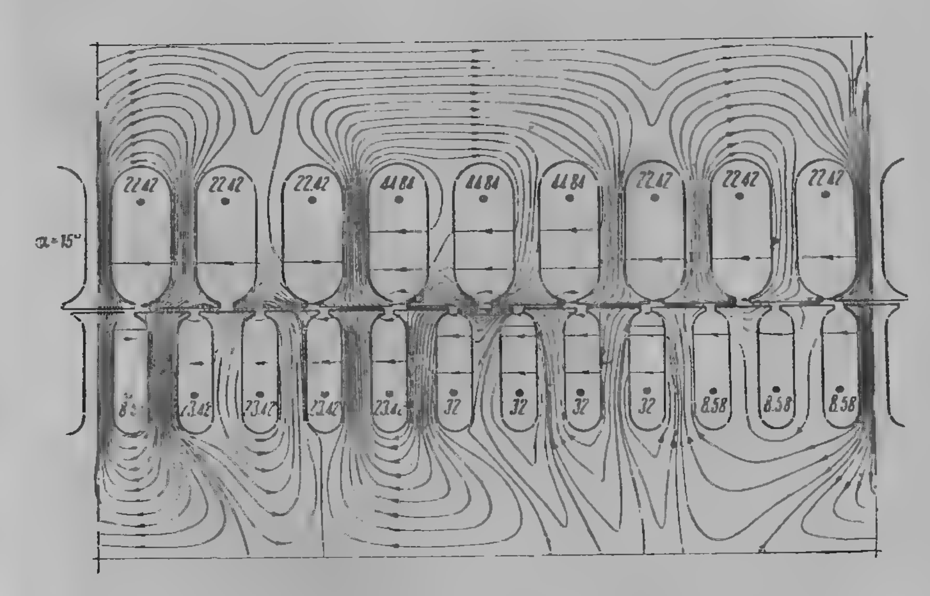
Фиг. 73. Картина потоков в неподвижном короткозамкнутом двигателе.



Фиг. 74. Картина потоков в короткозамкнутом двигателе при нагрузке.



Фиг. 75. Картина потоков для неподвижного двигателя с кольцами.



Фиг. 76. Картина потоков для неподвижного двигателя с кольцами.

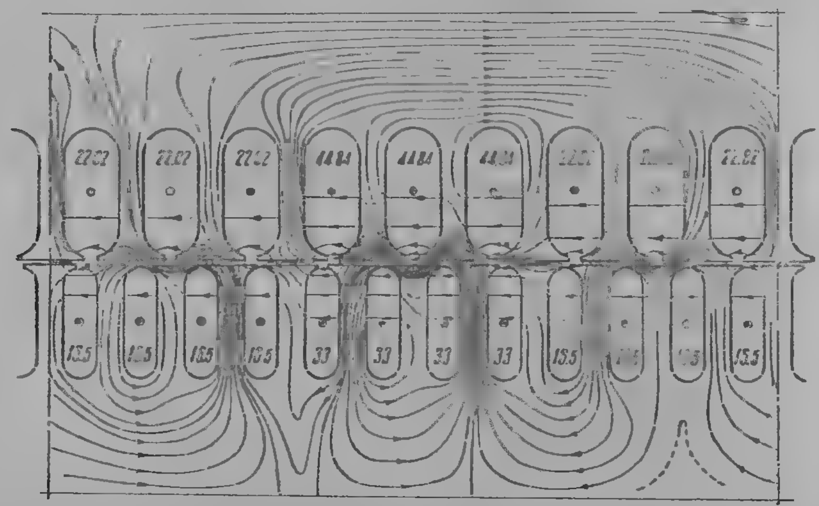
Фиг. 74 изображает картину потоков в этом же асинхронном двигателе при нагрузке.

Фиг. 75, 76, 77 изображают картины потоков для двигателя с кольцами.

Из рассмотрения приведенных рисунков мы видим полное подтверждение наших общих положений.

Около некоторых пазов наблюдаются местные потоки — потоки двойного рассеяния.

Главный поток за счет полей рассеяния пазов скошен, имеет тангенциальные составляющие, и только в некоторых пазах магнитные линии рассеяния замыкаются вокруг паза.



Фиг. 77. Картина потоков для двигателя с кольцами при нагрузке.

33. Методы вычисления коэфициентов самоиндукции, взаимоиндукции статора и ротора

Методом исследования примем разложение в ряд Фурье кривых магнитных полей, создаваемых обмотками. Определим коэфициенты самоиндукции и взаимоиндукции обмоток статора и ротора.

Коэфициентом самоиндукции обмотки статора будем называть полное число потокосцеплений, возбуждаемое данной обмоткой при силе тока в ней в 1 А.

$$\sum \Phi_1 w_1 = L_{1полн} \; (i = 1 \text{ А}).$$

Здесь Φ_1 — поток, возбуждаемый обмоткой статора, когда обмотка ротора разомкнута;

w_1 — число витков обмотки статора на два полюса.

Разлагая ступенчатую кривую потока обмотки в ряд Фурье и учитывая известную потерю потокосцеплений за счет распределения обмотки

статора в пазах введением обмоточных коэфициентов [1], будем иметь:

$$L_{1полн} = \sum_{1}^{\infty} \Phi_\nu w_1 k_\nu'$$

$\nu = 1, 5, 7\ldots$ симметричные обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу.

$$\nu = \begin{matrix} 1,\ 2,\ 4,\ 5,\ 7\ldots \\ ^1/_2,\ ^1/_4,\ ^1/_5,\ ^1/_7\ldots \end{matrix} \quad \text{Дробные обмотки}$$

на основании вывода § 26

$$\Phi_\nu = c_1 \frac{k_\nu'}{\nu^2} w_1, \quad \text{где } c_1 = 0{,}36 \frac{\tau l_1}{\delta_0} m,$$

и $w_1 = s_{n_1} q_1$.

Тогда

$$L_{1полн} = c_1 w_1^2 \sum^{\nu} \cdot \frac{k_\nu'^2}{\nu^2}$$

или

$$L_{1полн} = c_1 w_1^2 \left(\frac{k_1'^2}{1^2} + \frac{k_5'^2}{5^2} + \ldots \right).$$

Аналогично коэфициент самоиндукции обмотки ротора будет равен

$$L_{2полн} = c_2 w_2^2 \left(\frac{k_1''^2}{1^2} + \frac{k_5''^2}{5^2} + \frac{k_7''^2}{7^2} + \ldots \right).$$

Здесь $w_2 = s_{n_2} q_2$ — число витков обмотки ротора на два полюса. Коэфициентом взаимоиндукции обмотки статора с обмоткой ротора назовем число потокосцеплений обмотки ротора (когда она возбуждается током в 1 А) с обмоткой ротора или, наоборот,

$$M_{12} = c_1 w_1 w_2 \sum^{\nu} \frac{k_\nu' k_\nu''}{\nu^2} = c_1 w_1 w_2 \left(\frac{k_1' k_1''}{1^2} + \frac{k_5' k_5''}{5^2} + \ldots \right),$$

$$M_{21} = c_2 w_1 w_2 \sum^{\nu} \frac{k_\nu' k_\nu''}{\nu^2} = c_2 w_1 w_2 \left(\frac{k_1' k_1''}{1^2} + \frac{k_5' k_5''}{5^2} + \ldots \right).$$

---

[1] Для статора обмоточные коэфициенты будем обозначать знаком ′, для ротора знаком ″.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

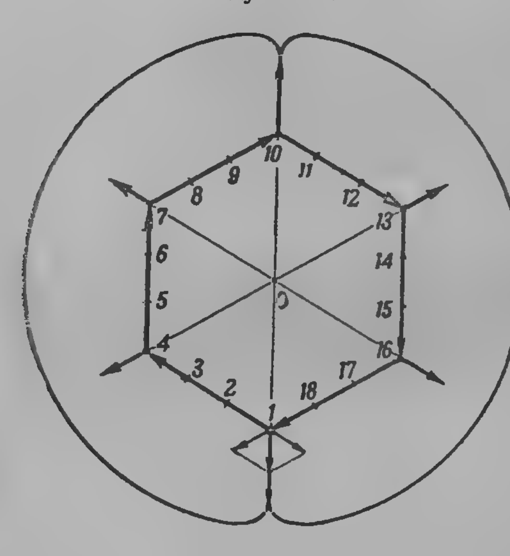
МЕТОДЫ РАСЧЕТА ПОТОКОВ РАССЕЯНИЯ

34. Методы расчета потоков рассеяния пазов $\Phi_{\sigma n}$ и проводимости паза

Величину потока рассеяния пазов $\Phi_{\sigma n}$, сцепленного с витками фазы, можно будет подсчитать из следующих соображений:

Напряженность поля пазов определяется полигоном Гёргеса.

Возьмем в качестве примера обмотку с $q = 3$ (фиг. 78). Напряженность поля между пазами *2* и *3* может быть представлена разностью векторов *0-2* и *0-3*, т. е. отрезком *2-3*. Из рассмотрения полигона Гёргеса мы видим, что напряженность между пазами какой-нибудь фазы постоянна. Между пазами *2* и *3* возникает столько же линий, сколько между *3* и *4*. Только в пазах, пограничных между фазами, имеется изменение напряженности поля, тут и возникает поток рассеяния паза. Пусть ось времени проходит через паз *1*, тогда магнитные напряженности в пазах *2* и *18* будут меньше, чем в пазу *1*. Разность напряженностей пазов *2* и *18* вызывает поток рассеяния $\Phi_{\sigma n}$, замыкающийся из зубца *1* в *10*. Аналогичные потоки рассеяния, но равные половине, замыкаются между пазами *4* и *7*, *13* и *16*. Таким образом какая-нибудь фаза обмотки сцеплена с потоком рассеяния, равным



Фиг. 78.

$$\Phi_{\sigma n} + \frac{\Phi_{\sigma n}}{2} + \frac{\Phi_{\sigma n}}{2} = 2\Phi_{\sigma n}.$$

При практических подсчетах поток рассеяния паза $\Phi_{\sigma n}$ считают не зависящим от рабочего потока, как если бы он существовал один и возбуждался током, протекающим в пазу. Обычно его считают замыкающимся вокруг паза так, как представлено на фиг. 79.

Фиг. 79.

Поток рассеяния паза равен

$$\Phi_{\sigma n} = F_n \cdot \Lambda_n,$$

где $F_n = \sqrt{2} I s_n$.

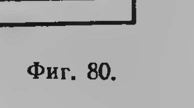
$$\Lambda_n = 0{,}4\pi l_i \lambda_n.$$

Здесь l_i — расчетная длина статора.

λ_n — так называемая удельная магнитная проводимость паза на 1 пог. cm. расчетной длины статора.

λ_n обычно подсчитывается путем учета сцеплений потока рассеяния с проводами паза.

Для полузакрытых пазов при этом получается (фиг. 80):



$$\lambda_n = \frac{h_1}{3a} + \frac{h}{a} + \frac{k_1 h_2}{a + a_4} + \frac{h_3 + \delta}{a_4}.$$

Здесь δ — допуск для высоты h_3.

k_1 при обычных полузакрытых пазах $\left(\frac{a_4}{a} \approx \frac{1}{3}\right)$ изменяется в пределах 2,2—3,3.

Фиг. 80.

Для открытых пазов (фиг. 81а)

$$\lambda_n = \frac{h_1}{3a} + \frac{h_2}{a}.$$

Для круглых пазов (фиг. 81b)

$$\lambda_n = 0{,}66 + \frac{h_4}{a_4}.$$



Фиг. 81а

Фиг. 81b.

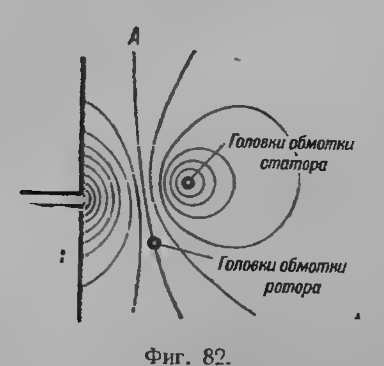
При расчете рассеяния λ_n трапецевидных пазов за ширину паза сле... брать его наименьшую ширину.

35. Методы расчета потоков рассеяния лобовых частей обмоток и их проводимости λ_s

Действительная картина магнитных потоков рассеяния в лобовых частях сложна, и графическое построение их затруднительно.

На фиг. 82 изображены линии потоков рассеяния лобовых частей для однослойных обмоток. Поток рассеяния лобовых частей однослойных обмоток, как это видно из фиг. 82, слагается из потоков рассеяния на прямолинейной и криволинейной частях катушек лобовых частей.

Отыскание линии раздела между ними является все же достаточно затруднительным. Следует указать также, что магнитные потоки рассеяния вокруг лобовых частей статора и ротора частично замыкаются вокруг головок каждой обмотки в отдельности, а частично образуют общие результирующие потоки взаимоиндукции вокруг лобовых частей обмоток статора и ротора.

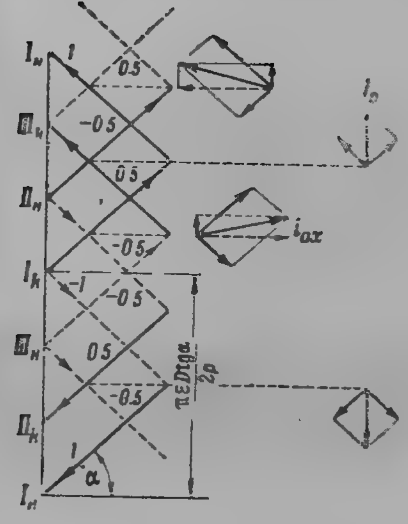


Фиг. 82.

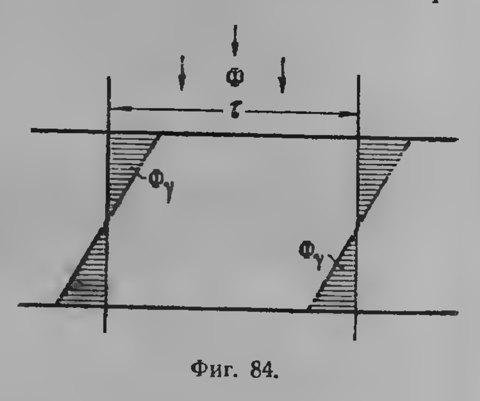
Кроме того, поток рассеяния лобовых частей какой-нибудь фазы $\Phi_{\sigma s}$ образуется частично также за счет взаимоиндукции токов катушек смежных фаз. Подсчеты теоретическим путем потоков рассеяния лобовых частей наиболее точно были произведены Рот-Сумеком, Нитгамером, Рихтером и Альджером. Рот-Сумеком была учтена взаимоиндукция соседних фаз, Нитгамером — взаимоиндукция лобовых частей обмотки статора и ротора.

Для двухслойных обмоток рассеяние лобовых частей дано Альджером (см. литературу к данной главе). Альджер исходит из следующих соображений:

Рассмотрим поле в каком-нибудь сечении обмотки лобовых частей на рас-



Фиг. 83.



Фиг. 84.

стоянии x от края обмотки. Пользуясь звездой токов, можно построить результирующий ток в каждой точке взятого сечения. Из рассмотрения фиг. 83 мы видим, что результирующий ток можно разложить на две составляющие: одну, направленную по оси машины, другую — по периферии кольца dx рассматриваемого сечения. Аксиальная составляющая токов создает в зоне лобовых частей обмотки вращающееся поле, периферийная составляющая тока — пульсирующее поле. Потом Альджером подсчитываются проводимости потоков рассеяния от аксиальной и периферийной составляющих тока.

36. Практические методы подсчета λ реактанца рассеяния

При расчете λ_n двухслойных обмоток с укороченным шагом удовлетворительные результаты дает введение коэфициента k_n. Так, например, для открытого паза

$$\lambda_n = k_n\left(\frac{h_1}{3a} + \frac{h_2}{a}\right),$$

где

$$k_n = \frac{3\beta + 1}{4}, \quad \text{если } 1 \geqslant \beta \geqslant \frac{2}{3},$$

$$k_n = \frac{6\beta - 1}{4}, \quad \text{если } \frac{2}{3} \geqslant \beta \geqslant \frac{1}{3}.$$

Удовлетворительные расчеты рассеяния лобовых частей дает формула Шенкеля, видоизмененная заводом „Электросила“. Необходимые для подсчетов в § 38 величины

$$\Lambda_s = \frac{l_s}{l_i} q \lambda_s$$

вычисляются по следующим формулам:

Для лобовых частей, расположенных в двух плоскостях,

$$\Lambda_s = \frac{0{,}67\,(l_s - 0{,}64\,\tau)\,q}{l_i}.$$

Для лобовых частей, расположенных в трех плоскостях,

$$\Lambda_s = \frac{0{,}47\,(l_s - 0{,}64\,\tau)\,q}{l_i}.$$

l_s длину лобовой части катушки можно считать с известным приближением

$$l_s = (1{,}4\,\tau + c)\ \text{cm},$$

где c для обмоток до 500 V равно 5
c „ „ „ 3 000 V „ 7
c „ „ „ 6 000 V „ 10

Для двухслойных обмоток

$$\Lambda_s = \frac{0{,}34\,(l_s - 0{,}64\,\beta\tau)}{l_i}\,q.$$

Здесь $\beta = \frac{y}{\tau}$

37. Методы определения коэфициентов двойного рассеяния потоков статора и ротора

В машинах переменного тока кроме потоков рассеяния в пазах и лобовых частях обмоток вследствие неодинакового пространственного распределения магнитных полей обмоток статора и ротора возникают так называемые потоки двойного рассеяния.

Найдем выражение для коэфициентов двойного рассеяния.

Положим, что у обмоток статора и ротора $\Phi_{\sigma n} = 0$ и $\Phi_{\sigma s} = 0$, т. е. обмотки имеют только потоки двойного рассеяния.

При сделанном предположении σ будет коэфициентом двойного рассеяния.

Определим величину σ.

Подставляя найденные в § 33 значения $L_{1полн}$, $L_{2полн}$, M, будем иметь

$$\sigma = \frac{\sum_{1}^{\nu} \frac{k_\nu'^2}{\nu^2} \sum_{1}^{\nu} \frac{k_\nu''^2}{\nu^2} - \sum_{1}^{\nu} \frac{k_\nu'^2 k_\nu''^2}{\nu^4}}{\sum_{1}^{\nu} \frac{k_\nu'^2}{\nu^2} \sum_{1}^{\nu} \frac{k_\nu''^2}{\nu^2}}.$$

Выясним величину ряда

$$\sum_{1}^{\nu} \frac{k_\nu'^2 k_\nu''^2}{\nu^4}.$$

Возьмем обмотки статора и ротора с числом пазов $q = 1$ (когда в кривой поля обмоток статора и ротора имеется наибольшая величина гармоник).

Для этого случая:

$$\sum_{1}^{\nu} \frac{k_\nu'^2 k_\nu''^2}{\nu^4} = 1 + \frac{1}{125} + \frac{1}{240} + \frac{1}{14\,641} + \frac{1}{26\,562} + \ldots = k_1' k_1'' (1 + 0{,}0025)$$

или

$$\sum_{1}^{\nu} \frac{k_\nu'^2 k_\nu''^2}{\nu^4} \approx k_1'^2 k_1''^2.$$

Таким образом общий для обмоток статора и ротора поток, который мы в дальнейшем будем называть рабочим потоком, определяется коэфициентом взаимоиндукции первых гармоник потоков статора и ротора.

Полученный результат показывает, что в случае несинусоидальных полей статора и ротора результирующий магнитный поток с большой степенью точности можно считать потоком первой гармоники намагничивающих сил статора и ротора (их суммы); высшие же гармоники магнитных полей обмоток статора и ротора будут являться потоками двойного рассеяния обмотки статора и ротора. Тогда коэфициент двойного рассеяния обмотки статора

$$\tau_1 = \sum \left(\frac{k_\nu'}{k_1'\nu}\right)^2 = \left(\frac{k_5'}{k_1'5}\right)^2 + \left(\frac{k_7'}{k_1'7}\right)^2 + \ldots,$$

обмотки ротора

$$\tau_2 = \sum_{1} \left(\frac{k_\nu''}{k_1''\nu}\right)^2 = \left(\frac{k_5''}{k_1''5}\right)^2 + \left(\frac{k_7''}{k_1''7}\right)^2 + \ldots$$

Найдем теперь коэфициент самоиндукции рабочего потока (отнесенного к обмотке статора).

По найденному он будет равен с достаточной точностью коэфициенту самоиндукции первой гармоники потока.

$$L_1 = c_1 w_1^2 k_1'^2.$$

Тогда

$$L_{1полн} = L_1 (1 + \tau_1).$$

Реактанц двойного рассеяния

$$x_{\tau_1} = \tau_1 x_0 \text{ — для статора,}$$
$$x_{\tau_2} = \tau_2 x_0 \text{ — для ротора,}$$

где

$$x_0 = \omega_1 L_1.$$

В табл. 4 приведены значения коэфициентов двойного рассеяния τ_1 и τ_2.

Таблица 4

q_1	2	3	4	5	6
$q_2 = 2$	0,010	0,044	0,041	0,035	0,028
3	0,044	0,020	0,022	0,020	0,021
4	0,041	0,022	0,006	0,015	0,014
5	0,035	0,020	0,015	0,010	0,011
6	0,028	0,021	0,014	0,011	0,005

При практических расчетах поток двойного рассеяния рассчитывается некоторыми авторами как поток рассеяния между головками зубцов.

Магнитная проводимость на 1 cm длины якоря этого потока равна по Арнольду для однослойных обмоток

$$\lambda_k = \frac{t - a_4}{6\delta},$$

для двухслойных обмоток

$$\lambda_k = \frac{t - a_4}{10\delta}.$$

В этих формулах t — зубцовое деление. При расчетах λ_k для статора следует брать отверстие паза a_4 для ротора и наоборот.

38. Реактанцы рассеяния обмоток статора и ротора

Потоки рассеяния наводят в обмотках статора и ротора э. д. с. рассеяния $E_{\sigma1}$ и $E_{\sigma2}$.

Величина как $E_{\sigma1}$, так и $E_{\sigma2}$ будет складываться из э. д. с. от потоков рассеяния паза, от потоков рассеяния лобовых частей и потоков двойного рассеяния. Так как потоки рассеяния обмоток пропорциональны току, протекающему по обмотке, то расчет э. д. с. рассеяния производится с помощью реактанцев рассеяния обмоток, как в трансформаторах

для статора:

$$E_{\sigma1} = I_1 x_1 = I_1 (x_{n1} + x_{s1} + x_{\tau1}),$$

для ротора:

$$E_{s2} = I_2 x_2 = I_2 (x_{n2} + x_{s2} + x_{\tau 2}),$$

где x_{n1} и x_{n2} — реактанцы рассеяния от потоков в пазах;
x_{s1} и x_{s2} — в лобовых частях;
$x_{\tau 1}$ и $x_{\tau 2}$ — от потоков двойного рассеяния. При практических расчетах реактанц рассеяния асинхронной машины (статора или ротора) можно вычислить по формуле

$$x = \frac{4\pi f w^2 l_i}{pq} 1{,}25 \left(\lambda_n + \lambda_k + \frac{l_s}{l_i} q \lambda_s\right) 10^{-8}\ \Omega.$$

Здесь кроме прежних обозначений
f — частота тока;
w — число витков в фазе.

39. Влияние скоса паза на величину реактанцев рассеяния и рабочего потока в асинхронных машинах

Для уменьшения влияния на рабочий процесс асинхронного двигателя полей высших гармоник применяется скашивание пазов статора или ротора.

Угол скоса пазов ротора обычно выбирается

$$\gamma = \frac{2\pi}{z_1 + p}$$

из соображения компенсации э. д. с. наиболее опасных зубцовых гармоник порядка

$$\nu_1 = \frac{z_1}{p} + 1.$$

Влияние скоса паза на э. д. с. высших гармоник, наведенную в проводах ротора, будет учитывать коэфициент скоса паза

$$k_{\gamma\nu} = \frac{\sin\frac{\gamma}{2}\nu}{\frac{\gamma}{2}\nu}$$

и для первой гармоники

$$k_\gamma = \frac{\sin\frac{\gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2}}.$$

Как было определено в гл. 5, § 26, величина потока может быть представлена в виде

$$\Phi = \frac{0{,}36\tau\, l_i N I}{\delta_0 \cdot 2p} k_1 = 0{,}36 \frac{AS\tau^2 l_i k_1}{\delta_0}.$$

Обмоточный коэфициент косого стержня равен коэфициенту скоса паза.

$$k_\gamma = \frac{\sin\frac{\gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2}}.$$

Здесь γ — угол скоса паза в долях окружности якоря.

Величина потока, сцепленного с контуром на полюсном делении (фиг. 84), при косых пазах равна

$$\Phi = 0{,}36 \frac{AS\tau^2 l_i k_\gamma}{\delta_0}.$$

Величина э. д. с. потока (статора или ротора) равна

$$E = 4{,}44 f k_1 k_i w \cdot 0{,}36 \frac{AS\tau^2 k_\gamma l_i}{\delta_0} 10^{-8}\ \mathrm{V}.$$

Отсюда величина э. д. с. от дополнительного потока рассеяния при косых пазах Φ_γ (фиг. 84)

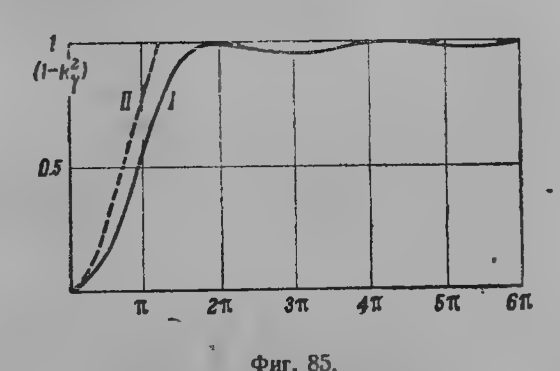
$$E_{скос\,\gamma} = E(1 - k_\gamma^2),$$

а дополнительный реактанц рассеяния косых пазов равен

$$x_\gamma = \frac{E_{скос\,\gamma}}{I_0} = \frac{E}{I_0}(1 - k_\gamma^2) = x_0(1 - k_\gamma^2)$$

для статора или ротора.

Таким образом скос пазов несколько уменьшает э. д. с. рабочего



Фиг. 85.

потока, а также увеличивает рассеяние машины. Поэтому скос пазов ухудшает пусковой момент и рабочие свойства двигателя.

На фиг. 85 (кривая I) показано изменение функции

$$(1 - k_\gamma^2) = 1 - \left(\frac{\sin\frac{\gamma}{2}}{\frac{\gamma}{2}}\right)^2.$$

Кривая II изображает ту же функцию, замененную приближенным выражением $\frac{\gamma^2}{12}$.

В табл. 5 даны значения x_γ по сравнению с x_0 при различных электрических углах γ.

В таблице правой даны результаты испытаний двух одинаковых двигателей, из которых один выполнен со скосом, другой без скоса пазов.

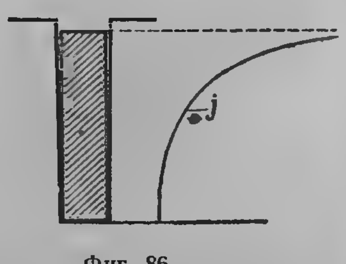
Таблица 5

γ	x_γ Ω	x_0 Ω
0°		11,2
18,3°	2	13,4
28°	4,4	15,5
93,5°	51,0	62,5

	С прямыми пазами	С косыми пазами
I_K	76	67
$\frac{M_{пуск}}{M_{норм}}$	2,1	1,78
$\cos\varphi_k$	0,73	0,66

40. Активное сопротивление обмоток асинхронной машины

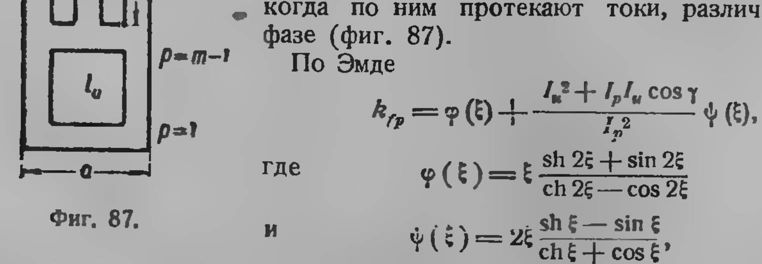
Вследствие скин-эффекта происходит вытеснение тока в пазах к верху паза по сложному закону, исследуемому в теории скин-эффекта. Вытеснение тока происходит также и в лобовых частях обмотки. На фиг. 86 представлено примерное распределение плотности тока в пазах с проводником, обтекаемым переменным током. Вследствие увеличения плотности тока в верхних частях обмотки паза и как бы уменьшения тока в нижних частях активное сопротивление обмотки переменному току возрастает и делается больше, чем сопротивление постоянному току:



Фиг. 86.

$$r = k_f \cdot r_{пост},$$

где $k_f > 1$; k_f носит название коэфициента Фильда по имени автора, впервые давшего этот коэфициент.



Фиг. 87.

Наиболее глубокие исследования коэфициента Фильда были произведены Эмде. Он исследовал величину коэфициента в случае произвольного числа стержней по глубине и ширине паза, когда по ним протекают токи, различные по фазе (фиг. 87).

По Эмде

$$k_{fp} = \varphi(\xi) + \frac{I_u^2 + I_p I_u \cos\gamma}{I_p^2}\psi(\xi),$$

где

$$\varphi(\xi) = \xi\frac{\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi}$$

и

$$\psi(\xi) = 2\xi\frac{\operatorname{sh}\xi - \sin\xi}{\operatorname{ch}\xi + \cos\xi},$$

где ξ — так называемая приведенная высота стержня h или диаметра d,

для круглого стержня

$$\xi = \alpha \cdot h$$

и

$$\alpha = 2\pi\sqrt{\frac{n \cdot bf}{a\rho}10^{-5}}\ \frac{1}{см}.$$

В этой формуле обозначают:

f — число периодов (частота);

ρ — удельное сопротивление;

n — число рядом лежащих по ширине паза проводников в p-м ряду;



b — их ширина:

d — их высота;

a — ширина паза.

Для $0 \leqslant \xi \leqslant 1$ можно считать:

для прямоугольных стержней

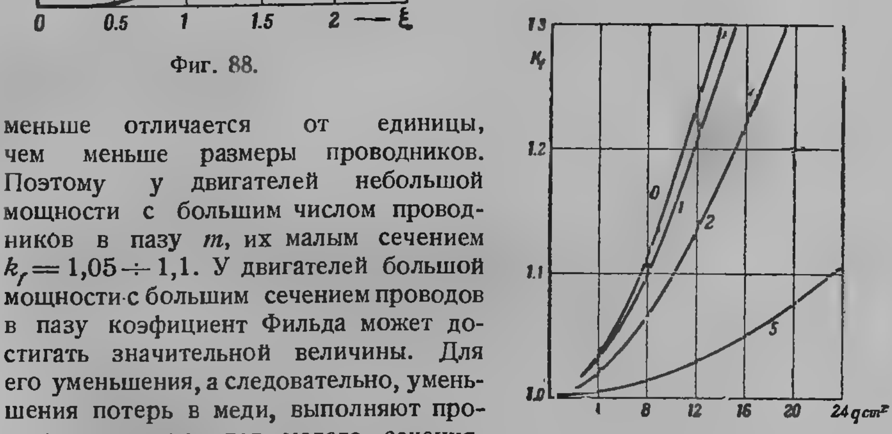
$$k_f = 1 + \frac{m^2 - 0{,}2}{9}\xi^4,$$

для круглых

$$k_f = 1 + \frac{m^2 - 0{,}2}{15{,}25}\xi^4.$$

Здесь m — число слоев проводников по высоте паза. На фиг. 88 приведены в виде кривых функции $\varphi(\xi)$ и $\psi(\xi)$.

Из рассмотрения формул мы видим, что коэфициент Фильда тем



Фиг. 88.

меньше отличается от единицы, чем меньше размеры проводников. Поэтому у двигателей небольшой мощности с большим числом проводников в пазу m, их малым сечением $k_f = 1{,}05 \div 1{,}1$. У двигателей большой мощности с большим сечением проводов в пазу коэфициент Фильда может достигать значительной величины. Для его уменьшения, а следовательно, уменьшения потерь в меди, выполняют проводники из проводов малого сечения, применяя параллельное их соединение, а также транспозицию проводов по высоте паза.

Фиг. 89. Кривые для определения коэфициента k_f для лобовых частей обмотки.

0 — круглое сечение (q); 1 — квадратное (q); 2 — прямоугольное (q) 2 × 2; 5 — прямоугольное (q) 2 × 5.

По приведенным формулам можно определить коэфициент k_f, учитывающий увеличение сопротивления меди пазовой части. Коэфициент k_f для лобовых частей обмотки значительно меньше, но все же больше единицы. На фиг. 89 приведены кривые k_f для лобовых частей обмотки.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

МЕТОДЫ РАСЧЕТА МАГНИТНОЙ ЦЕПИ

41. Определение реактивной составляющей тока для намагничения рабочего потока

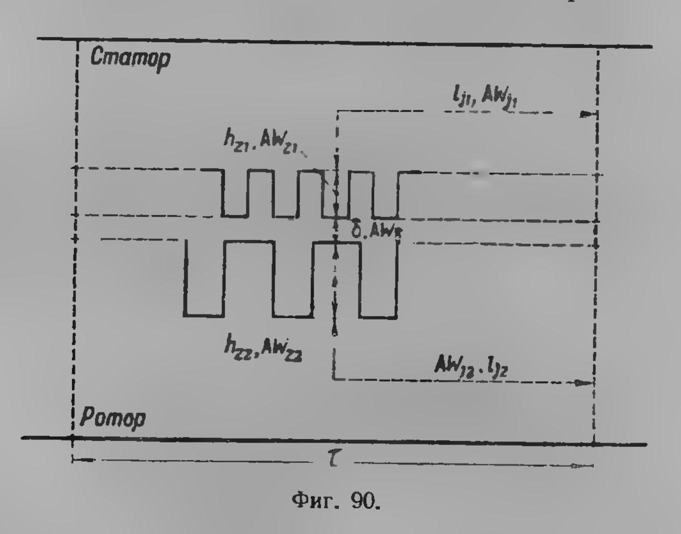
Для основной волны потока величина намагничивающей силы поля была найдена (см. § 21)

$$F_1 = \frac{3}{2} 0{,}9 \cdot Is_n q k_1' \quad \text{на один полюс,}$$

$$F_{10} = 2{,}7\, I w_1 k_1' \quad \text{на все полюса.}$$

Здесь $s_n pq = w_1$ — число витков в фазе статора.

Так как F_{10} является не чем иным, как суммой всех ампервитков ΣAW магнитной цепи, то, определив последние из расчета магнитной



Фиг. 90.

цепи, мы получим возможность найти намагничивающий ток основной волны потока

$$I_{0p} = \frac{F_{10}}{2{,}7 w_1 k_1'} = \frac{F_1\, 2p}{2{,}7\, w_1 k_1'} = 0{,}74 \frac{F_1 p}{w_1 k_1'}.$$

k'_1 — обмоточный коэфициент основной волны $k'_1 = k_{w_1} k_{y_1}$

Расчет магнитной цепи двигателя производится так же, как и в других электрических машинах, путем подсчета ампервитков отдельных участков магнитной цепи (фиг. 90):

1) в теле статора и ротора AW_{j1} и AW_{j2};
2) в зубцах статора и ротора AW_{z1} и AW_{z2};
3) в междужелезном пространстве AW_δ и суммирования их

$$F_1 = \Sigma AW = AW_\delta + AW_{z1} + AW_{z2} + AW_{j1} + AW_{j2}.$$

Расчет производится с помощью определения ампервитков на 1 cm по кривым или таблицам намагничивания железа, имеющимся для каждого сорта железа.

При практических расчетах магнитной цепи за расчетную величину потока для статора принимают

$$\Phi_1 = \Phi + \Phi_{\sigma 1}.$$

Для двигателей средней и большой мощности можно считать

$$\Phi_1 \approx \Phi.$$

Расчет ампервитков в зазоре и роторе производится по потоку Φ.

42. Определение ампервитков воздушного зазора AW_δ

Для определения AW_δ необходимо знать величину максимальной индукции в воздушном зазоре, которая определяется по формуле

$$B_l = \frac{\Phi}{\alpha_1 l_i \tau}.$$

Здесь α_i — коэфициент, связывающий среднее и максимальное значения индукции на полюсном делении. Для синусоидального распределения индукции

$$\alpha_1 = \frac{2}{\pi} = 0{,}637.$$

Вследствие уплощения кривой индукции в воздушном зазоре из-за насыщения железа двигателя

$$\alpha_i > 0{,}637.$$

Обычно

$$\alpha_i \approx 0{,}69 \div 0{,}72.$$

Коэфициент α_i может быть определен способом, изложенным в § 27.

Вследствие указанного уплощения поля на полюсном делении величина расчетных ампервитков становится меньше:

$$AW_\delta' < AW_\delta.$$

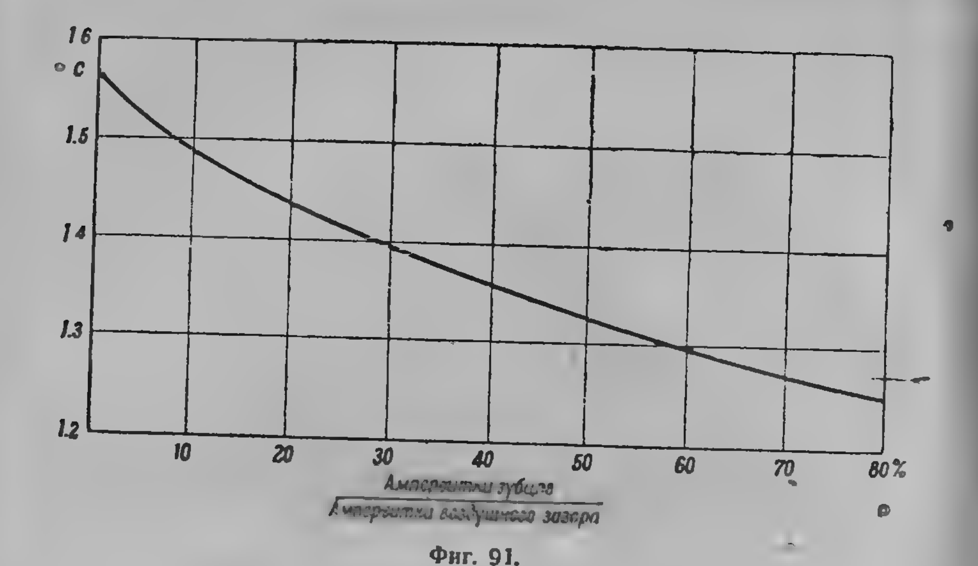
При практических расчетах величина AW_δ' может быть вычислена по формуле

$$AW_\delta' = 0{,}8\,\delta' c \cdot B_{cp},$$

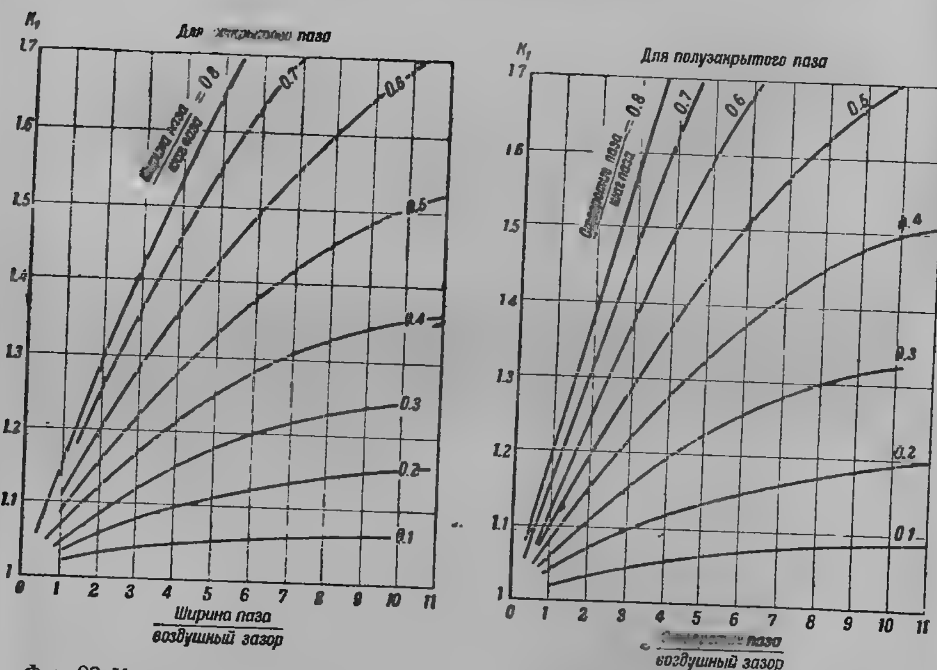
где B_{cp} — средняя индукция в воздушном зазоре.

$$B_{cp} = \frac{\Phi}{\tau l_i},$$

а коэфициент c равен отношению $\frac{\text{максимальная индукция в зазоре}}{\text{средняя индукция в зазоре}}$.



Фиг. 91.



Фиг. 92. Кривые коэфициента Картера для открытого паза.

Фиг. 93. Кривые коэфициента Картера для полузакрытого паза.

На фиг. 91 представлена величина коэфициента c в зависимости от отношения ампервитков зубцов к ампервиткам воздушного зазора.

$\delta' = k_1 \delta$ — расчетная величина воздушного зазора, отличающаяся от действительного коэфициентом k_1.

$k_1 > 1$ учитывает увеличение воздушного зазора вследствие наличия отверстий пазов.

При зубчатом статоре и зубчатом роторе коэфициент k_1 с достаточной точностью равен произведению коэфициентов, вычисленных по формулам для статора и ротора отдельно,

$$k_1 = k_s k_r.$$

Для вычисления коэфициента k_1 различными авторами (Озанн, Леман, Картер и др.) даны разные формулы.

На фиг. 92 и 93 даны значения коэфициента k_s и k_r в виде кривых, вычисленные по формулам Картера.

43. Формула для определения коэфициента Картера k_1

Коэфициент увеличения воздушного зазора за счет пазов статора и ротора k_1 можно определить из следующих рассуждений:

Обозначим (фиг. 94)

$$\beta = \frac{B_{max} - B_{min}}{2B_{max}}.$$

По Фрею

$$\beta = \frac{1 + u^2 - 2u}{2(1 + u^2)},$$

где

$$u = \frac{m}{2\delta} + \sqrt{1 + \left(\frac{m}{2\delta}\right)^2}.$$

Тогда

$$\delta' = k_1 \delta,$$

где

$$k_1 = \frac{t}{t - \gamma\delta}$$

и

$$\gamma = \frac{4}{\pi}\left[\frac{m}{2\delta} \operatorname{arc\,tg} \frac{m}{2\delta} - \ln \sqrt{1 + \left(\frac{m}{2\delta}\right)^2}\right],$$

Фиг. 94.

приближенно

$$\gamma \approx \frac{\left(\frac{m}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{m}{\delta}}.$$

При полузакрытых пазах за величину m следует считать отверстие паза a_4.

Если зубчатой является как поверхность статора, так и ротора, что имеет место в асинхронном двигателе, то с достаточным приближением

$$k_1 \approx k_s k_r,$$

где k_s — коэфициент Картера для статора, считая поверхность ротора гладкой;

k_r — коэфициент Картера для ротора, считая гладкой поверхность статора.

Для открытых пазов за m следует считать

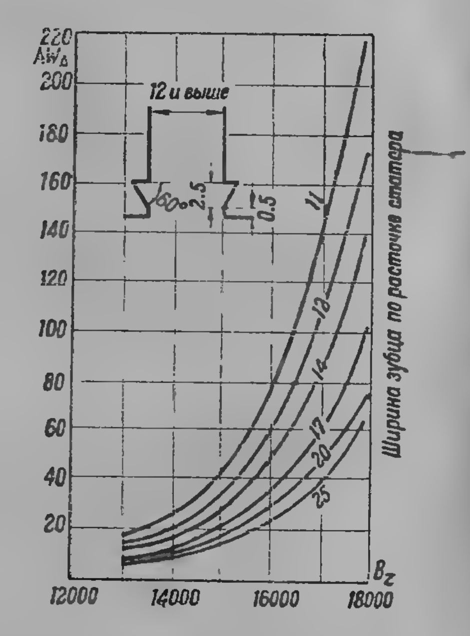
$$m=\frac{a}{3}\left(1+0,5\frac{t}{b_z+x\delta}\right) \quad (\text{см. § 29})$$

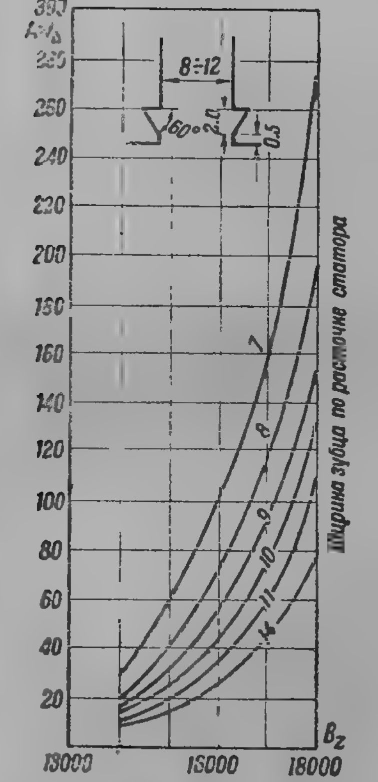
44. Расчет ампервитков для зубцов статора и ротора

Только при применении трапецевидных пазов сечение зуба получается одинаковым по всей высоте паза h_z. При полузакрытых и открытых пазах с параллельными стенками сечение зуба будет неодинаковым по высоте.

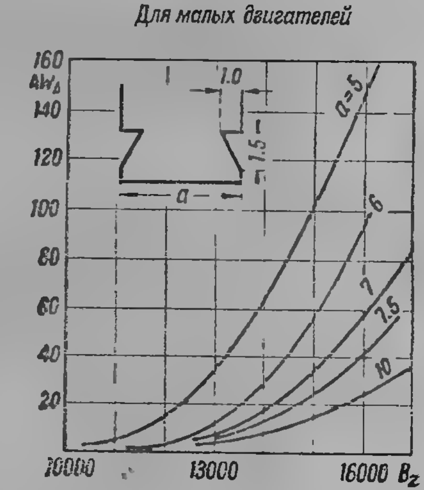
В этом случае индукция по высоте зубца будет уменьшаться по высоте от сечения к сечению

$$B_x=\frac{B_1 t}{k_2 z_x}=\frac{B_{cp} ct}{k_2 t_x}.$$





Для малых двигателей



Фиг. 95. Расчетные ампервитки на выемку клина.

Здесь t — зубцовое деление по расточке статора или поверхности ротора;

t_x — переменная ширина зубца;

k_2 — коэфициент:

при оклейке листов $k_2=0,91$;
при лакировке листов $k_2=0,95$;
без лакировки $k_2=0,98$.

Зная B_x в каждом сечении зубца, можно построить кривую индукции B_z и ампервитков на 1 cm aw_z по высоте паза. Планиметрированием кривой aw_z является возможным определить среднее значение ампервитков по высоте паза aw_{zc}. Тогда ампервитки зубца будут равны

$$AW_z=aw_{zc}\cdot h_z.$$

Для открытых пазов величина AW_z должна быть увеличена на AW_Δ из-за выемки для клина.

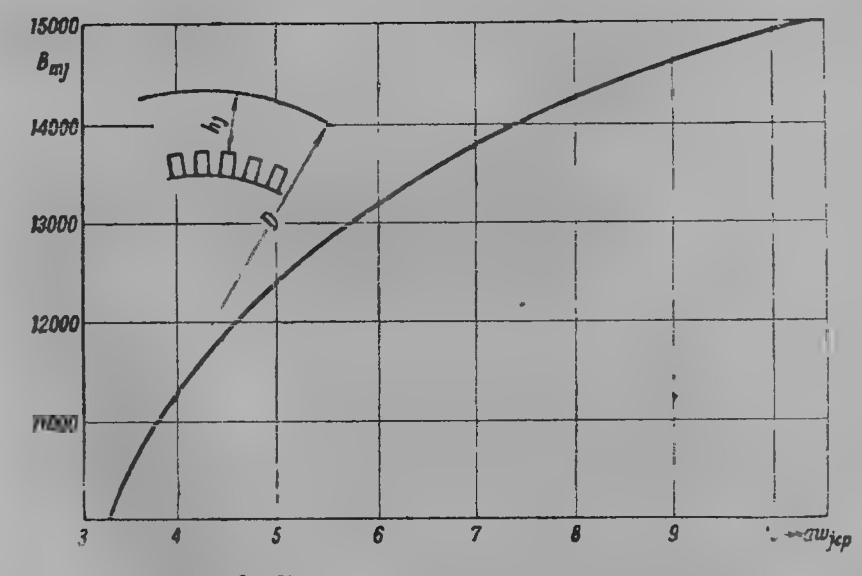
Для малых двигателей клин делается высотой 1,5 mm, для больших двигателей 2—2,5 mm.

На фиг. 95 представлена величина AW_Δ в зависимости от B_z по ширине a зубца.

В практике хорошие результаты дает расчет зубца по сечению на $\frac{1}{3}h_z$ от наименьшего сечения.

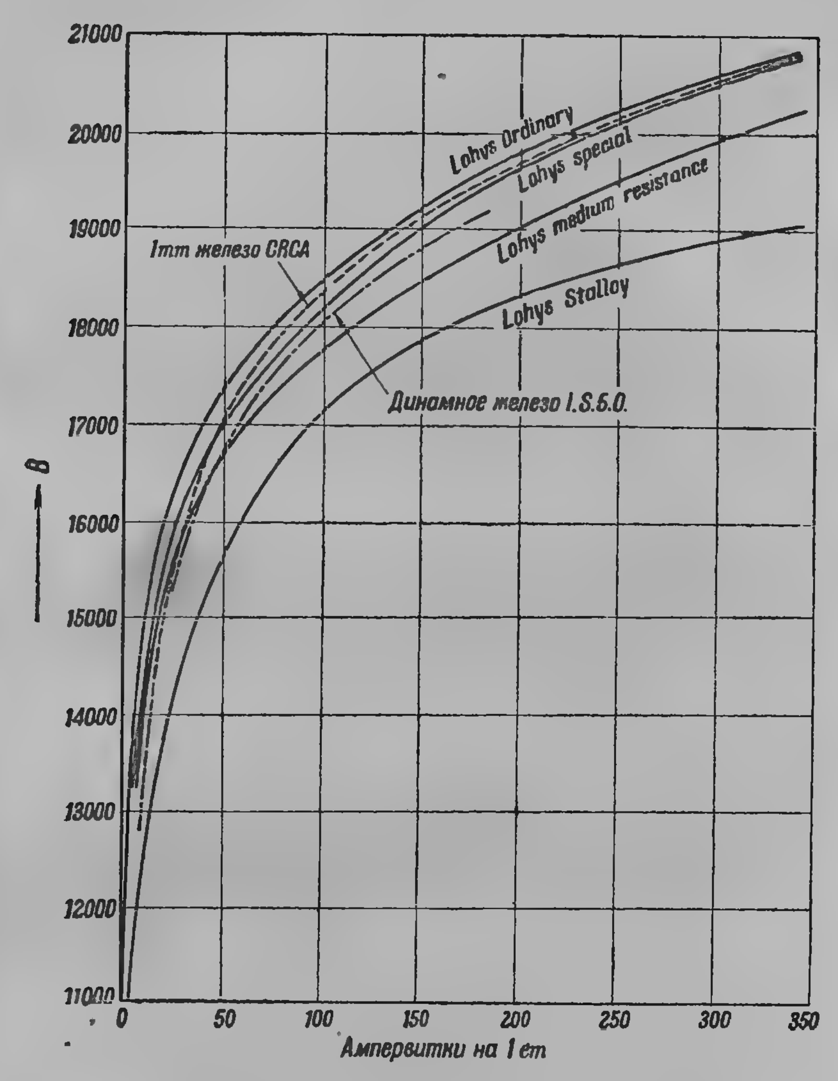
45. Расчет ампервитков в теле статора и ротора

При расчете ампервитков в теле статора и ротора необходимо принимать во внимание неравномерное распределение потока по длине силовой линии



Фиг. 96. Кривые ампервитков в теле якоря.

При практических расчетах обычно считают распределение ампервитков в железе статора или ротора по закону прямой линии или несколько более точно — по закону синуса.



Фиг. 97. Кривые намагничивания английского железа.

Предполагая то или иное распределение ампервитков в железе, можно найти среднее значение ($aw_{j\,cp}$) ампервитков на 1 cm.

Величина AW_j может быть тогда вычислена по формуле

$$AW_j = aw_{j\,cp} \cdot \frac{\pi (D_a - h_j)}{4p}.$$

Здесь D_a — внешний диаметр статора.

Таблица 6а

Кривая намагничения уральской жести

B×10³	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	B×10³
1											1
2											2
3	3					3,25					3
4	3,5					3,8					4
5	4					4,25					5
6	4,5					4,75					6
7	5					5,25					7
8	5,3					5,5					8
9	5,75					6					9
10	6,2					6,5					10
11	7	7,1	7,25	7,5	7,7	7,9	8	8,1	83	8,6	11
12	8,9	9	9,25	9,3	9,75	10	10,3	10,6	11	11,5	12
13	12	12,5	13	13,5	14	14,7	15,2	15,9	16,3	17	13
14	17,8	18,7	19,5	20,5	21,5	22	23	24	25	26	14
15	27,1	28,5	30	31,2	32,8	34,2	36	38	40	42	15
16	44	46	49	51	53,5	56	58,5	61,5	65	68	16
17	72	76	81	87	92	98	105	113	120	128	17
18	135	142	150	158	166	174	182	190	197	205	18
19	212	220	228	236	243	250	258	265	273	280	19
20	288	296	303	310	318	325	333	340	348	356	20
21	363										21
22											22
23											23
24											24

Таблица 6b

aw/cm для спинки (уральская жесть)

B×10³	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	B×10³
1											1
2											2
3	1,91					2,07					3
4	2,23					2,42					4
5	2,55					2,71					5
6	2,87					3,03					6
7	3,19					3,35					7
8	3,39					3,51					8
9	3,63					3,75					9
10	3,82					3,91					10
11	4,1	4,12	4,17	4,28	4,35	4,43	4,47	4,49	4,55	4,66	11
12	4,76	4,77	4,84	4,94	5,0	5,05	5,15	5,2	5,29	5,41	12
13	5,52	5,62	5,72	5,81	5,88	6,03	6,08	6,2	6,21	6,29	13
14	6,5	6,7	6,83	7,03	7,25	7,33	7,43	7,56	7,75	7,94	14
15	8,12	8,4	8,7	8,9	9,2	9,4	9,8	10,2	10,6	11,0	15
16	11,45	11,9	12,63	13,1	13,7	14,3	14,85	15,55	16,4	17,1	16
17	18,0	19,0	20,2	21,8	23,0	24,5	26,2	28,2	30,0	32,0	17
18	33,8	35,5	37,5	39,5	41,5	43,5	45,5	47,5	49,2	51,2	18
19	53,0	55,0	57,0	59,0	60,7	62,5	64,5	66,2	68,2	70,0	19
20	72,0	74,0	75,7	77,5	79,5	81,2	83,2	85,0	87,0	89,0	20
21	90,8										21
22											22
23											23
24											24

8 Зак. 3711. — Б. П. Апаров.

Таблица 6c

Кривая намагничения динамо-железа ЕС-3А (2,3 W/kg)

B	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	B
3 000	3,0					3,4					3 000
4 000	3,6					4,0					4 000
5 000	4,4					5,0					5 000
6 000	5,2					5,8					6 000
7 000	6,0					6,6					7 000
8 000	7,0					7,4					8 000
9 000	7,8					8,4					9 000
10 000	9,0					9,6					10 000
11 000	10,4	10,6	10,8	11	11,2	11,4	11,6	11,8	12	12,2	11 000
12 000	12,4	12,8	13	13,4	13,6	14	14,2	14,4	15	15,4	12 000
13 000	15,8	16,2	16,8	17,4	17,8	18,2	18,8	19	19,6	20,2	13 000
14 000	21	21,6	22,2	23	24	25	27	29	31,5	34	14 000
15 000	36,0	37,0	40	43	45,5	49	52	54	57	60	15 000
16 000	63	66	70	74	80	85	90	100	112	122	16 000
17 000	133	142	152	161	170	180	190	200	210	220	17 000
18 000	230	240	248	256	265	270	280	285	290	300	18 000
19 000											
20 000											
21 000											
22 000											
23 000											

Таблица 6d

aw/cm для спинки динамо-железа ЕС-3А

$B\times10^3$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	$B\times10^3$
3	1,91					2,17					3
4	2,29					2,55					4
5	2,8					3,18					5
6	3,31					3,7					6
7	3,82					4,2					7
8	4,45					4,7					8
9	4,9					5,25					9
10	5,54					5,75					10
11	6,05	6,15	6,25	6,3	6,4	6,5	6,55	6,6	6,65	6,7	11
12	6,75	6,8	6,85	6,95	7,05	7,15	7,2	7,25	7,3	7,35	12
13	7,4	7,45	7,05	7,52	7,54	7,58	7,6	7,62	7,65	7,67	13
14	7,7	7,76	7,08	7,9	8,1	8,25	8,6	9,1	9,8	10,4	14
15	10,7	10,9	11,6	12,2	12,7	13,5	14,1	14,6	15,0	15,7	15
16	16,4	17,1	18,0	19,2	20,5	21,6	22,8	25,3	28,2	30,6	16
17	33,2	35,5	38,0	40,2	42,5	45,0	47,5	50	52,5	55	17
18	57,5	65	62,8	64,0	66,5	68,0	70,0	71,5	72,5	75	18

На фиг. 96, а также в табл. 6 *d* и 6 *d* представлена зависимость $aw_{j\,cp}$ от расчетного значения индукции

$$B_{j\,m}=\frac{\Phi}{2h_j l k_2},$$

где l — длина железа статора;

h_j — высота железа статора.

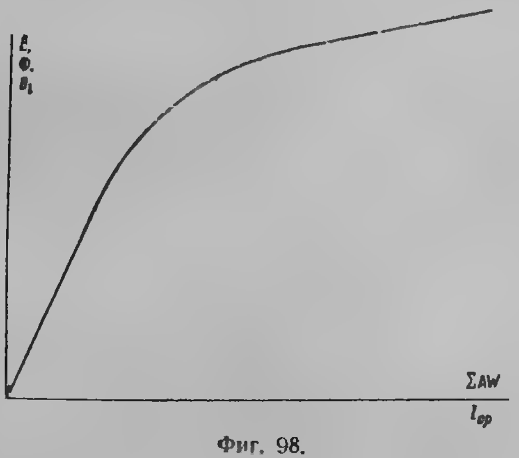
Кривая построена с учетом неравномерного распределения индукции в спинке статора и представляет результат практических расчетов.

В заключение расчета магнитной цепи ниже приведены таблицы ампервитков для полулегированного железа; на фиг. 97 даны кривые намагничивания железа различных сортов.

Отношение ампервитков воздушного зазора AW_δ к суммарным ампервиткам AW, $\frac{AW_\delta}{AW}$ характеризует удельный вес ампервитков воздушного зазора по отношению полных ампервитков воздушной цепи.

Это отношение в современных двигателях с полузакрытыми пазами равно 0,5 — 0,7, с открытыми пазами — несколько выше.

Поэтому в современных асинхронных двигателях стараются делать величину воздушного зазора возможно меньшей, как это вообще выполнимо из механических соображений. В двигателях малой мощности $\delta=0,25\div0,35$ mm.



Фиг. 98.

В общем величина тока холостого хода по отношению к нормальному

$$\frac{I_0}{I}\approx0,25\div0,35.$$

Если проделать расчет магнитной цепи для различных значений потока Φ или э. д. с. E, то для асинхронного двигателя можно будет построить так называемую кривую намагничения (фиг. 98). Как и для других электрических машин, чем больше насыщено железо двигателя, тем выше точка нормального напряжения U_1 за коленом кривой намагничивания; ток намагничивания сильно насыщенного двигателя может достигать величин, значительно превосходящих приведенное выше отношение $\frac{I_0}{I}$.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ПОТЕРИ В АСИНХРОННОЙ МАШИНЕ

46. Классификация потерь

Потери мощности у асинхронного двигателя можно классифицировать следующим образом:

1. Механические потери, которые состоят из потерь на вентиляцию и трение в подшипниках. В потери на вентиляцию входят мощность вентилятора и вентиляционного действия ротора. Механические потери обычно определяются опытным путем, так как вентиляционные потери сравнительно точно рассчитываются только для машин большой мощности.

2. Электрические потери, возникающие преимущественно от токов в обмотках.

3. Магнитные потери в железе, возникающие от магнитного потока в железе и воздушном зазоре.

Электрические и магнитные потери возникают в материале обмоток (медь, алюминий) и в железе магнитной цепи. Те из них, которые зависят от токов, возникают главным образом, но не исключительно в обмотках.

Потери, зависящие от магнитного потока, возникают главным образом, но не исключительно, в активных массах железа.

Потери в обмотках будем в дальнейшем называть термином м е д н ы е п о т е р и или п о т е р и в м е д и.

Как было выяснено в гл. 6, § 40, потери меди при переменном токе больше, чем при постоянном токе.

Кроме того, в обмотках возникают так называемые добавочные потери.

a) Добавочные медные потери, возникающие от несинусоидальности напряжения сети; они покрываются из сети путем увеличенного подвода тока;

b) добавочные потери в меди, возникающие за счет высших гармоник магнитного потока; их компенсирует механическим путем ротор машины.

Согласно нормам увеличение медных потерь за счет скин-эффекта по сравнению с потерями при постоянном токе в обмотках относится также к добавочным потерям.

Потери в активном железе будем называть п о т е р я м и в ж е л е з е. Потери эти распадаются на две группы:

a) Потери, обусловленные изменением магнитного потока с частотой f_1 (нормальные потери в железе).

Нормальные железные потери возникают в спинке статора и в самих статорных зубцах. Потери в железе ротора при нормальной работе весьма незначительны благодаря низкой частоте перемагничения, равной частоте скольжения, и ими можно пренебречь; однако по мере увеличения скольжения потери в железе ротора увеличиваются.

b) Добавочные потери в железе возникают в толще и на поверхности статорных зубцов от высших гармоник рабочего потока за счет зубцовых пульсаций (см. ниже), а также от потоков двойного рассеяния.

Добавочные железные потери поэтому можно разбить на две составляющие: одну так называемую составляющую х о л о с т о г о х о д а, другую — пропорциональную квадрату нагрузочного тока. Составляющая добавочных потерь за счет высших гармоник рабочего потока определяется опытным путем легче всего при холостом ходе, почему мы и присваиваем ей это название.

В дальнейшем будем обозначать потери в железе статора через $p_{ж1}$, ротора $p_{ж2}$.

$$p_{ж1} = p_{г1} + p_{ф1},$$
$$p_{ж2} = p_{г2} + p_{ф2}.$$

Здесь $p_{г1}$ и $p_{г2}$ — потери на гистерезис в статоре и роторе;

$p_{ф1}$ и $p_{ф2}$ — потери на токи Фуко в статоре и роторе.

Механические потери будем обозначать через $p_{мех}$, добавочные потери через $p_д$.

47. Методы определения потерь в железе (железных потерь) асинхронного двигателя

Нормальные потери в железе складываются из потерь в железе на гистерезис и токи Фуко. Обычно они подсчитываются отдельно для спинки статора и для зубцов.

a) Потери при переменном перемагничивании. Потери на токи Фуко в единице объема от равномерного переменного поля частоты f_1 и максимальной индукции B

$$p_ф = \left(\pi^2 \frac{\lambda}{6}\right)\left(\frac{f_1}{1\,000} \cdot \frac{B}{1\,000}\Delta\right)^2 \text{ W/cm}^3.$$

Здесь λ — электрическая проводимость железа, найденная измерением потерь на аппарате Эпштейна;

Δ — толщина железа в cm. $\Delta \approx 0{,}05$.

Обычно измеренная этим способом величина λ больше измеренной постоянным током примерно на 50%. Можно считать, что для обычного слаболегированного железа $\lambda = 6$.

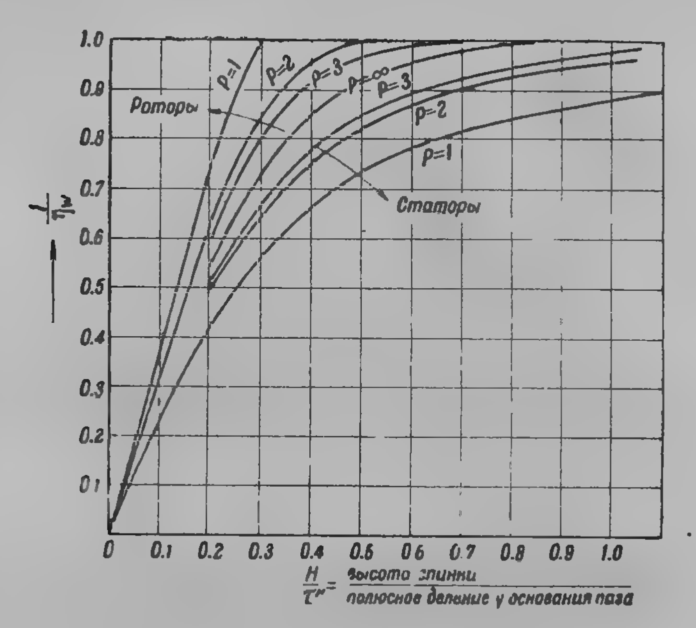
Потери на гистерезис можно подсчитать по несколько измененной формуле Рихтера

$$p_г = \frac{\sigma_h}{100}\left(1 + \frac{B_c}{B}\right)\frac{f_1}{1\,000}\left(\frac{B}{1\,000}\right)^2 \text{ W/cm}^3.$$

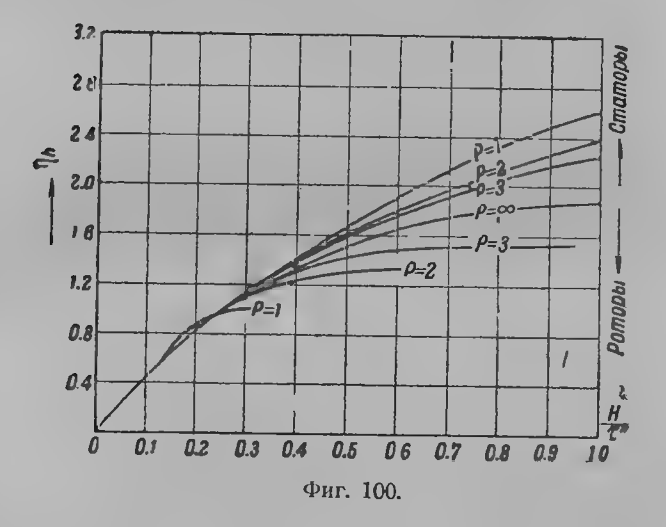
Для обычного слаболегированного железа

$$\sigma_h = 0{,}26$$
$$B_c = 2\,000.$$

В общем значение σ_h и B_c следует определять путем измерения потерь для каждого сорта железа на гладком собранном якоре. Отношение



Фиг. 99.



Фиг. 100.

потерь гистерезиса к потерям на токи Фуко

$$\frac{p_г}{p_ф} = \frac{\sigma_h\left(1+\frac{B_c}{B}\right)}{\frac{\pi^2}{10}\cdot\frac{\lambda}{6}}\frac{1}{f_1\Delta^2}.$$

b) Потери на токи Фуко и гистерезис от вращающихся полей. Вращающееся поле в железе имеет место в спинке статора или ротора; высшие гармоники потока также создают эти потери. Рассмотрим вращающееся поле с синусоидальным распределением индукции и с окружной скоростью

$$v = 2\tau f_1.$$

Потери на токи Фуко, отнесенные к 1 cm² поверхности якоря (исключая изоляцию), можно подсчитать по следующей формуле:

$$\frac{p_ф}{O} = \left(\frac{\pi}{2}\frac{\lambda}{6}\eta_w\right)\frac{1}{2\tau}\left(\frac{v}{1000}\frac{B}{1000}\Delta\right)^2 = \left(\frac{\pi}{2}\frac{\lambda}{6}\eta_w\right)2\tau\left(\frac{f_1}{1000}\frac{B}{1000}\Delta\right)^2,$$

и для потерь на гистерезис

$$\frac{p_г}{O} = \frac{\sigma_h}{100}\left(1+\eta_w\frac{B_c}{B}\right)\frac{\eta_h}{\pi}\cdot\tau\frac{f_1}{1000}\left(\frac{B}{1000}\right)^2,$$

Здесь η_h и η_w — функции отношения высоты спинки железа к полюсному делению;

O — поверхность якоря.

η_h и η_w учитывают неравномерное распределение потока в спинке на полюсном делении (гл. 7, § 45). Функции η_h и η_w в зависимости от числа полюсов для статора или ротора представлены на фиг. 99 и 100.

Следует указать, что из-за плохой изоляции листов железа действительные потери на токи Фуко в спинке и в зубцах должны быть увеличены в 1,5—2 раза по сравнению с полученными из приведенных формул; потери на гистерезис возрастают вследствие холодной обработки, например, штамповки, примерно на 10—50%.

48. Потери в железе от пульсаций магнитного потока

Расчет добавочных потерь в зубцах статора или ротора от пульсации потока в воздушном зазоре с достаточным приближением может быть произведен с помощью вычисленной в § 29, гл. 5 амплитуды зубцовых пульсаций B_p.

Предполагая, что индукция рабочего потока распределяется на протяжении полюсного деления по закону синуса, найдем среднее значение амплитуды пульсаций

$$B_{p\,ср} = \frac{2}{\pi}B_p.$$

Частота пульсаций пропорциональна числу зубцов статора или ротора z и равна

$$f_p \approx f_1\frac{z}{p}.$$

Потери в зубцах от пульсаций потока будем рассматривать только на токи Фуко, так как потери на гистерезис при большой частоте пульсаций крайне малы.

Предполагая, что пульсации в зубцах изменяются по закону синуса, действующее значение индукции будет в $\sqrt{2}$ раза меньше.

Тогда потери на пульсации в зубцах ротора или статора могут быть вычислены по формуле

$$p_{pz} = 1{,}6 \left(\frac{f_p}{50}\right)^2 \left(\frac{B_{p\,cp}}{10\,000\sqrt{2}}\right)^2 G_z \quad \text{W},$$

или

$$p_{pz} = 0{,}325 \left(\frac{f_p}{50}\right)^2 \left(\frac{B_p}{10000}\right)^2 G_z \quad \text{W}.$$

Для подсчета потерь пульсаций в зубцах статора следует брать величину B_p от зубцов ротора, и наоборот, для подсчета потерь в зубцах статора. В формуле G_z — вес зубцов в kg.

Следует указать, что при подсчете добавочных потерь на гистерезис коэфициент σ_h для высших гармоник значительно больше, чем для рабочего поля

$$\sigma_h' \approx 0{,}5.$$

Многочисленные опыты, произведенные Дрейфусом, позволяют констатировать, что добавочные потери в железе мало зависят от обработки.

При синхронизме зубцовая гармоника будет иметь частоту

$$f_p = \left(\frac{z_1}{p} \pm 1\right) f_1 \approx 2mq \cdot f_1$$

(m — здесь число фаз).

Например, для двигателя, имеющего четыре паза на полюс и фазу,

$$f_p = 2 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 50 = 1200.$$

Поэтому при подсчете потерь в железе от зубцовых гармоник следует принять во внимание влияние скин-эффекта, особенно для вызываемых им поверхностных потерь; влияние скин-эффекта в общем невелико ввиду большого насыщения коронок зубцов и малой величины μ_c. Как известно, влияние скин-эффекта учитывает так называемая приведенная высота железа, которая равна

$$\xi_n = \Delta \cdot 2\pi \sqrt{f_p \mu_c \cdot \lambda \cdot 10^{-5}}.$$

Пример:

Пусть $f_p = 1\,200$;

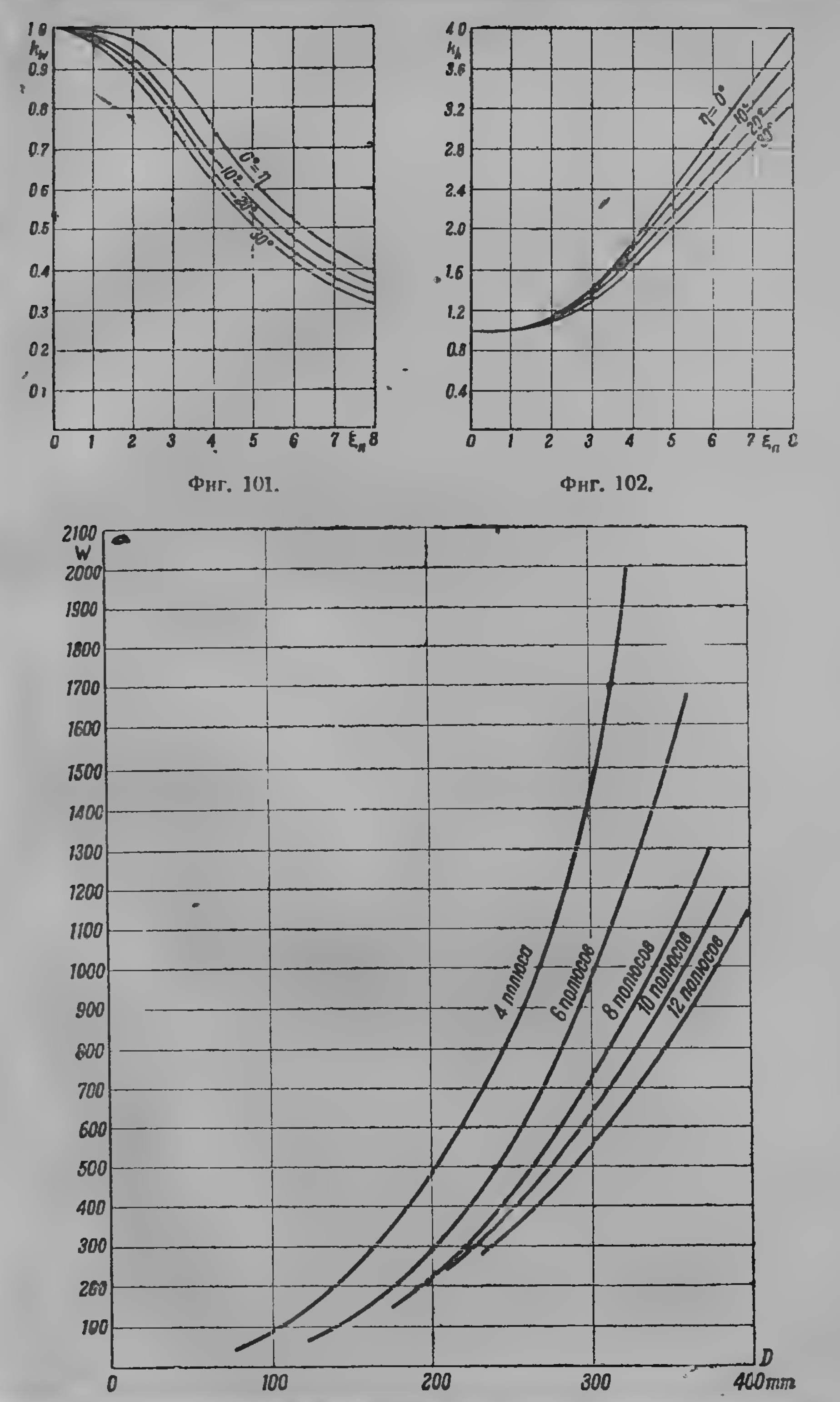
$\mu_c = 600$;

$\lambda = 6$;

$\Delta = 0{,}05$.

Тогда $\xi_n = 2$.

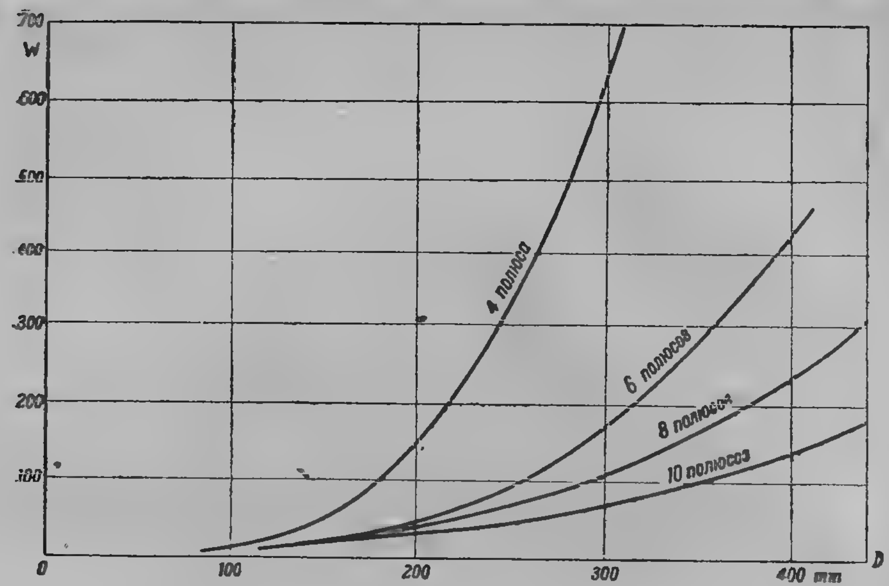
При учете скин-эффекта потери на токи Фуко уменьшаются, а потери на гистерезис увеличиваются. На фиг. 101 и 102 представлены коэфициенты k_w и k_h в зависимости от ξ_n, которые должны быть подставлены в формулы (p_ϕ) (p_z) для учета влияния скин-эффекта при подсчете потерь в железе от высших гармоник.



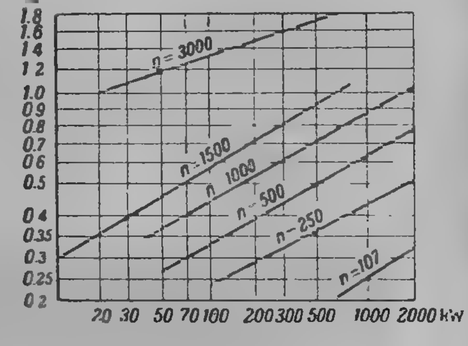
Фиг. 101.

Фиг. 102.

Фиг. 103. Потери в железе асинхронных двигателей



Фиг. 104а. Механические потери асинхронных двигателей.



Фиг. 104b. Механические потери асинхронных двигателей.

На фиг. 103 приведены кривые суммарных потерь в железе $p_{ок\,1}^{ст}$ асинхронных двигателей с различным числом полюсов в зависимости от диаметра расточки статора.

Механические потери двигателя состоят из потерь на трение в подшипниках и потерь на вентиляцию.

Расчет механических потерь теоретическим путем весьма затруднителен; обычно поэтому пользуются данными опыта.

На фиг. 104 приведены кривые механических потерь асинхронных двигателей различного числа полюсов.

49. Расчет добавочных потерь асинхронных двигателей от высших гармоник намагничивающих сил

Напомним вкратце, какую величину имеют амплитуды гармоник намагничивающих сил. На основании выводов § 20 у обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу

$$\frac{A_\nu}{A_1}=\frac{k_\nu}{k_1\nu}\ (\nu=5,\ 7,\ 11,\ 13\ldots),$$

где $k_\nu=k_{w\nu}$, $k_1=k_{w1}$ — для однослойных обмоток;

$k_\nu=k_{w\nu}k_{y\nu}$, $k_1=k_{w1}k_{y1}$ — для двухслойных обмоток;

A_1 — амплитуда первой гармоники намагничивающей силы;

$k_{w\nu}$ и $k_{y\nu}$ — так называемый „обмоточный“ коэфициент и коэфициент укорочения шага высших гармоник намагничивающих сил;

k_{w1} и k_{y1} — обмоточный коэфициент и коэфициент укорочения шага первой гармоники рабочего потока, образованного геометрической суммой первых гармоник намагничиваемых сил статора и ротора.

Для симметричных двухслойных обмоток в кривых намагничивающих сил будут только нечетные гармоники, причем для трехфазных обмоток пропадают гармоники, кратные трем. Порядок гармоник можно выразить в этом случае в виде:

$$\nu=2mx\pm1 \text{ для } m\text{-фазной обмотки и}$$

для трехфазной обмотки $\nu=6x\pm1$.

Здесь x — любое целое число.

При $x=q$, где q — число пазов на полюс и фазу, мы будем иметь номер гармоники намагничивающей силы одинаковым с зубцовой гармоникой

$$\nu=6q\pm1=\frac{z}{p}\pm1,$$

где $z=6qp$ — полное число зубцов статора или ротора.

Величины $k_{w\nu}$ и $k_{y\nu}$ приведены в табл. 1 и 2.

Из рассмотрения табл. 1 и 2 мы видим, что:
для гармоник:

$$\nu=\frac{z}{p}\pm1$$

и кратным им:

$$\nu=x\frac{z}{p}\pm1.$$

Обмоточный коэфициент равен обмоточному коэфициенту 1 гармоники. Эти гармоники вызывают поэтому небольшие потери.

Гармоники намагничивающих сил пропорциональны нагрузочному току. Поэтому созданный ими поток пульсаций в зубцах ротора будет в $\frac{I_1}{I_0}$ и в зубцах статора в $\frac{I_2}{I_0}$ раз больше потока пульсации при холостом ходе.

Здесь I_0 — реактивная составляющая тока холостого хода. Поэтому эффективное значение индукции пульсаций B_{p1} или B_{p2} в зубцах статора или ротора будет равно:

$$B_{p1}=\frac{2}{\pi\sqrt{2}}B_{1z\,cp}\sum_\nu\frac{k_\nu}{\nu k_1}\left(\frac{I_1}{I_0}\right),$$

$$B_{p2}=\frac{2}{\pi\sqrt{2}}B_{2z\,cp}\sum_\nu\frac{k_\nu}{\nu k_1}\left(\frac{I_2}{I_0}\right).$$

При подсчете B_{p2}, $\sum_{\nu} \frac{k_\nu}{\nu k_1}$ подсчитывается, естественно, для данных обмотки статора, а при подсчете B_{p1} — для данных обмотки ротора.

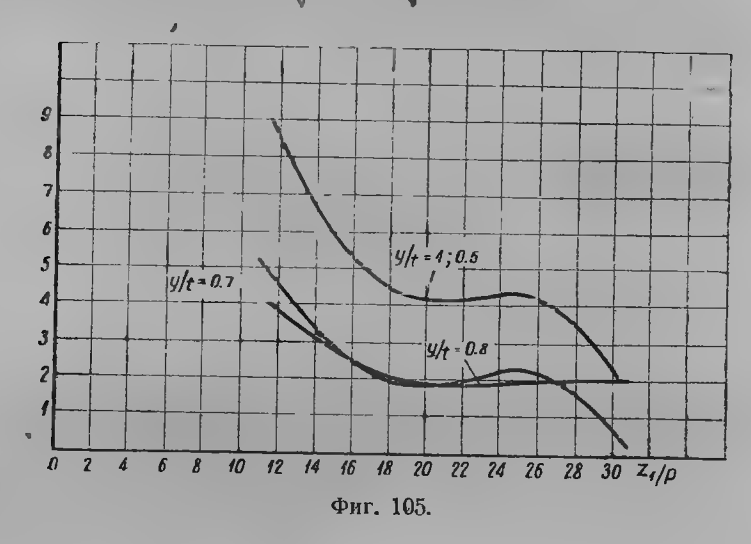
В формулах B_{1zcp} и B_{2zcp} — индукции в середине зубцов статора и ротора от рабочего потока (первой гармоники).

Тогда формулы для расчета добавочных потерь от высших гармоник намагничивающей силы (пренебрегая потерями на гистерезис для них из-за их малой величины) в зубцах ротора

$$p_{z\nu 2} = 1{,}6 \sum_{\nu} \left(\frac{f_\nu}{50}\right)^2 \sum_{\nu} \left(\frac{B_{p2}}{10\,000}\right)^2 G_{z2} \quad \text{W},$$

в зубцах статора

$$p_{z\nu 1} = 1{,}6 \sum_{\nu} \left(\frac{f_\nu}{50}\right)^2 \sum_{\nu} \left(\frac{B_{p1}}{10\,000}\right)^2 G_{z1} \quad \text{W}.$$



Фиг. 105.

С достаточным приближением:

для ротора $f_\nu \approx f_1 \nu$,

для статора $f_\nu \approx \frac{z_2 n_2}{60}$,

что подтверждают также опыты автора.

Тогда окончательно формулы для подсчета добавочных потерь в зубцах от намагничивающих сил обмоток будут иметь следующий вид:

в зубцах ротора:

$$p_{z\nu 2} = 0{,}325 \left(\frac{f_1}{50}\right)^2 \left(\frac{B_{2z\,cp}}{10\,000}\right)^2 \left(\frac{I_1}{I_0}\right)^2 \sum_{\nu} \frac{k^2_\nu}{k_1^2} G_{z2} \quad \text{W};$$

в зубцах статора:

$$p_{z\nu 1} = 0{,}325 \left(\frac{pn_2}{3\,000}\right)^2 \left(\frac{B_{z1\,cp}}{10000}\right)^2 \left(\frac{I_2}{I_0}\right)^2 \sum_{\nu} \left(\frac{k_\nu}{k_1}\right)^2 G_{z1} \quad \text{W}.$$

В приведенных формулах G_{z1} и G_{z2} — веса зубцов статора и ротора в kg.

Для удобства расчетов на фиг. 105 приведены в виде кривых значения $\sum_{\nu} \frac{k_\nu^2}{k_1^2}$ для двухслойных обмоток в зависимости от $\frac{z}{p}$.

Примерный расчет добавочных потерь от намагничивающих сил по формулам автора

Возьмем двигатель:

$$P_2 = 350 \text{ kW},\ 6\,000 \text{ V},\ 2p = 6,\ I_1 = 90 \text{ A};\ \left(\frac{I_1}{I_0}\right) = 3{,}15;$$

$$\frac{I_2}{I_0} = 0{,}9 \cdot 3{,}15;\ \frac{M_{\max}}{M_{норм}} = 1{,}95;\ \frac{r_2}{x_2} = 0{,}2;\ B_{zcp} = 15\,000.$$

Числа зубцов статора: $z_1 = 72$, $q_1 = 4$;

$z_2 = 90$, $q_2 = 5$.

Вес зубцов ротора 58 kg, вес зубцов статора 33 kg.

Укорочение шага обмотки = 0,8.

1) Добавочные потери в зубцах ротора от намагничивающей силы статора:

$$P_{z\nu 2} = 0{,}325 \left(\frac{B_{z2cp}}{10000}\right)^2 \left(\frac{I_1}{I_0}\right)^2 G_{z2} \sum_{\nu} \left(\frac{k_\nu}{k_1}\right)^2 = 0{,}325 \times$$

$$\times 1{,}5^2 \cdot 3{,}1^2 \cdot 58 \cdot 2 = 830 \text{ W},$$

где из кривых фиг. 105 находим $\sum_{\nu} \left(\frac{k_\nu}{k_1}\right)^2 \approx 2$ для $\frac{z_1}{p} = 24$.

2) Подсчет добавочных потерь в зубцах статора от гармоник намагничивающей силы

$$p_{z\nu 1} = 0{,}325 \left(\frac{pn_2}{3\,000}\right)^2 \left(\frac{B_{z1cp}}{10000}\right)^2 \left(\frac{I_2}{I_0}\right)^2 G_{z1} \sum_{\nu} \left(\frac{k_\nu}{k_1}\right)^2 = 0{,}325 \cdot 0{,}95 \cdot 2{,}25 \times$$

$$\times 8 \cdot 2 \cdot 33 = 365 \text{ W},$$

где из кривых фиг. 105 находим для $\frac{z_2}{p} = 30$ $\sum \left(\frac{k_\nu}{k_1}\right) \approx 2$.

50. Методы вычисления потерь в меди статора и ротора

1. Потери в меди статора и ротора $p_{м1}$ и $p_{м2}$ определяются по известным формулам:

$$p_{м1} = m_1 I_1^2 r_1$$

$$p_{м2} = m_2 I_2^2 r_2 = m_1 I_2'^2 r_2' = sP_i.$$

Активные сопротивления обмоток статора и ротора r_1 и r_2 вычисляются с учетом коэфициента Фильда. Коэфициент Фильда для обмотки ротора (§ 40) зависит от частоты. Поэтому коэфициент Фильда имеет

наибольшее значение, когда ротор неподвижен и $f_2 = f_1$; при вращении ротора с нормальным числом оборотов частота ротора мала, и коэфициент Фильда для обмотки ротора в этом случае имеет величину, весьма близкую к единице.

2. Добавочные потери в меди асинхронных двигателей.

В гл. 7 мы определили, что в меди возникают добавочные потери как в статоре, так и роторе:

a) от несинусоидального напряжения сети и

b) от токов, наведенных высшими гармониками.

Учет потерь от несинусоидального напряжения сети будет произведен нами ниже, путем учета уменьшения рабочего коэфициента мощности ($\cos\varphi$) и тем самым косвенного увеличения потерь в меди.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

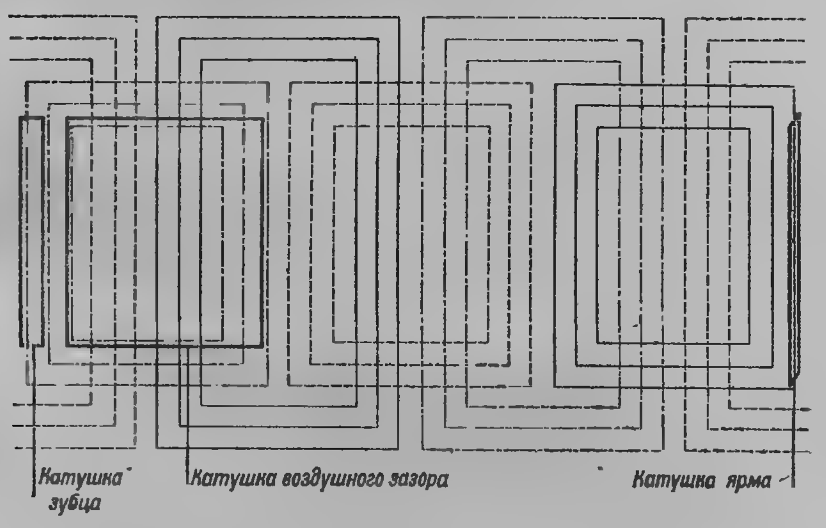
ОПЫТНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТНЫХ ПОТОКОВ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

51. Методы опытного исследования

В настоящей главе описано опытное исследование потоков высших гармоник и главного магнитного потока:

1) во время разбега и нормальной работы;

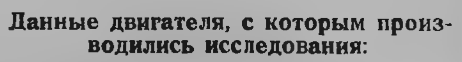
2) при коротком замыкании двигателя.



Фиг. 106. Схема обмотки статора ТА-12-1 500 с испытательными катушками.

Для определения магнитного потока в различных местах статора в него были заложены специальные катушки тонкой проволоки. Измерением наведенной в данной катушке э. д. с. определялся пронизывающий ее поток. Интегрированием осциллограммы э. д. с. получались кривые изменения потока по времени в данном месте статора. Для исследования был взят трехфазный асинхронный двигатель завода „Ревтруд“ типа ТА-12-1500 № 10581. К статору двигателя были подобраны

три короткозамкнутых ротора с одинаковыми размерами и равным числом стержней беличьей клетки, но с различной конструкцией пазов: с полуоткрытыми, закрытыми и косыми пазами.



Фиг. 107. Кривые колебания амплитуды потока в воздушном зазоре при коротком замыкании и медленном поворачивании ротора (E_k = const).

Данные двигателя, с которым производились исследования:

Мощность 0,75 kW, напряжение 210/120 V.

Скорость вращения 1400 об/мин. номинальный ток 3,5/6 A.

Частота 50 Hz; $\cos\varphi = 0{,}8$; 0,75 kV.

Статор имеет катушечную обмотку. Соединение Y/Δ.

Число пазов статора 36.

Число стержней беличьей клетки 29.

Внутренний диаметр статора 100 mm.

Длина железа 120 mm.

Ротор 1. Прямые полузакрытые пазы.

Ротор 2. Прямые закрытые пазы.

Ротор 3. Форма паза, как и у 1 ротора (полуоткрытый), но паз косой (скошен на $1^1/_3$ зубцового деления).

Статор имеет прямые полуоткрытые пазы с шириной щели в 2 mm, активное сопротивление фазы статора 2,415 Ω.

Испытательные катушки были заложены в статор двигателя:

первая—на протяжении одного полюсного деления в воздушном зазоре;

вторая—через ярмо (вдоль спинки железа и по дну паза);

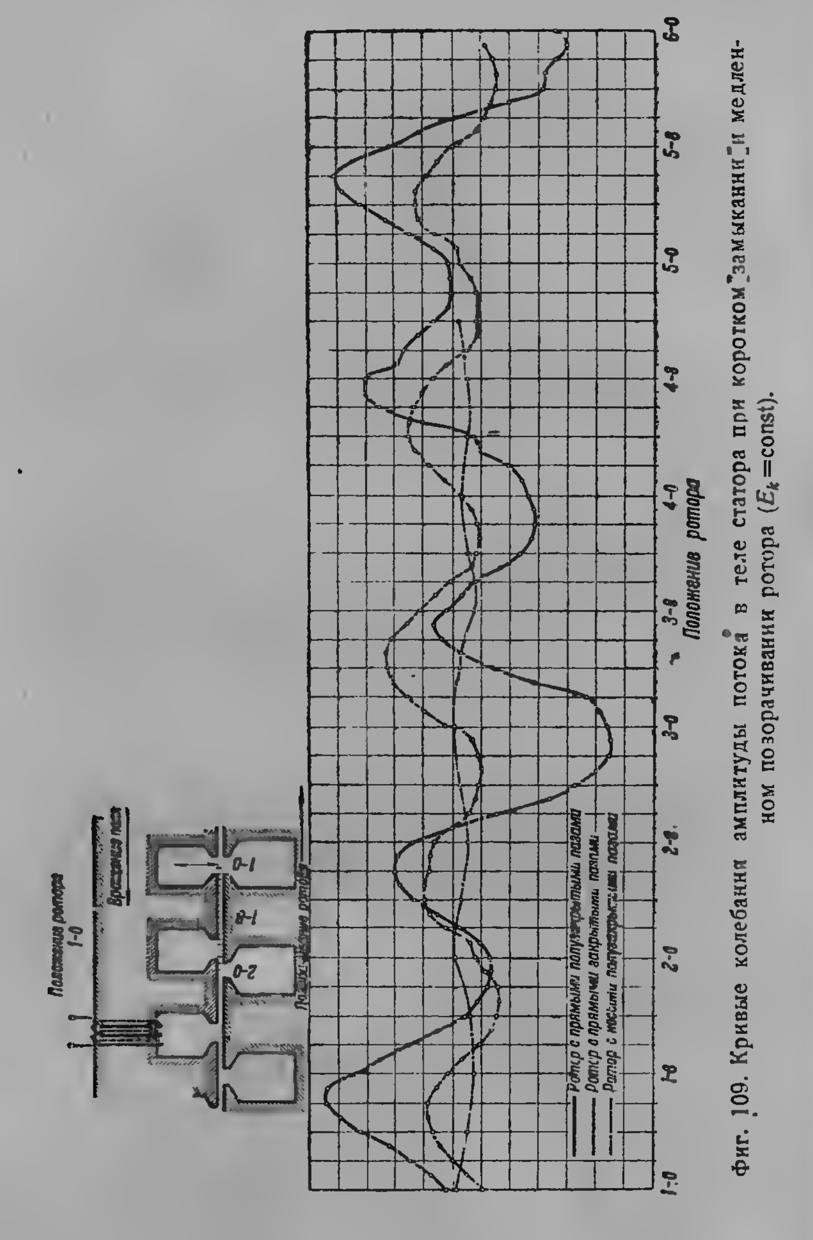
третья — на один зубец у его основания (фиг. 106, 107).

52. Исследование зубцовых пульсаций при невращающемся роторе (опыт короткого замыкания)

Для выяснения степени влияния зубцов ротора на распределение магнитного потока в статоре был произведен опыт короткого замыкания при медленном перемещении ротора (для трех различных роторов). Опыт производился при 40 V на зажимах.

Фиг. 108. Кривые колебания амплитуды потока в зубце статора при коротком замыкании и медленном поворачивании ротора (E_k=const).

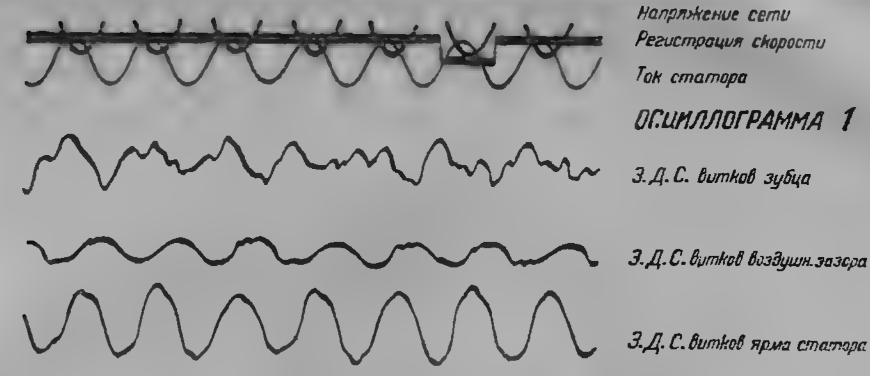
При этом опыте насыщение магнитной цепи двигателя было незначительно и э. д. с., наведенные в испытательных катушках, были синусоидальны.



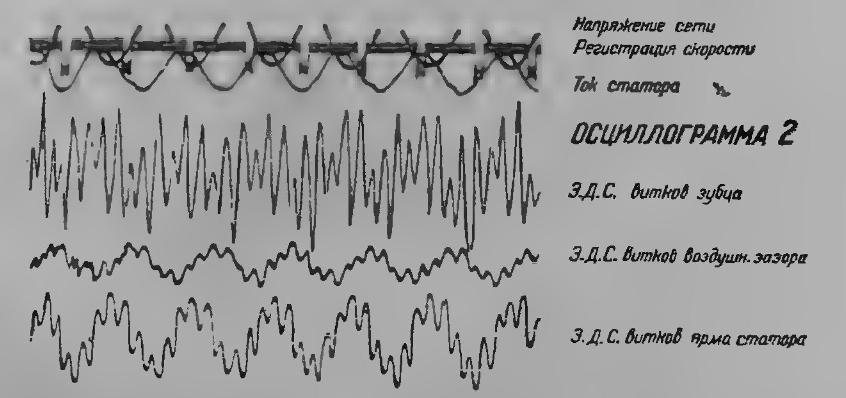
Фиг. 109. Кривые колебания амплитуды потока в теле статора при коротком "замыкании" и медленном позорачивании ротора (E_k=const).

Измерения производились с помощью термоэлементов.

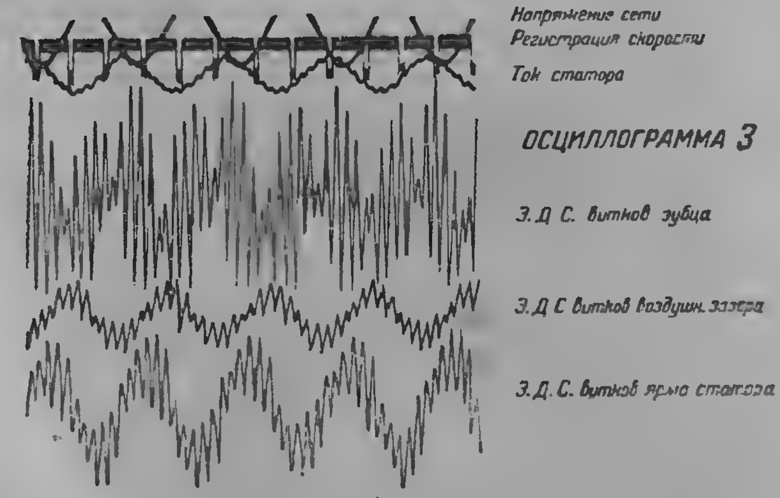
На фиг. 107, 108, 109 даны полученные кривые колебания амплитуды потока при медленном вращении ротора и постоянном напряжении на зажимах.



Фиг. 110. Осциллограмма разбега двигателя; ротор с прямыми полузакрытыми пазами.



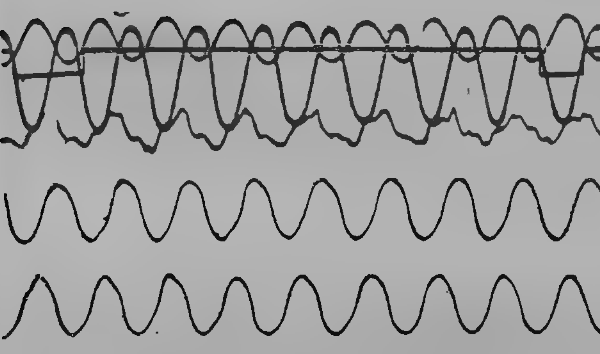
Фиг. 111. Осциллограмма разбега двигателя; ротор с прямыми полузакрытыми пазами.



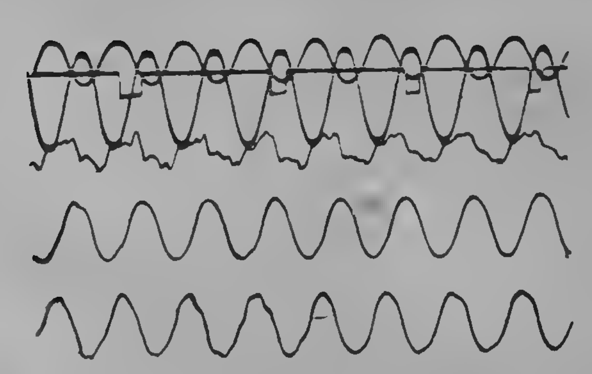
Фиг. 112. Осциллограмма разбега двигателя; ротор с прямыми полузакрытыми пазами.



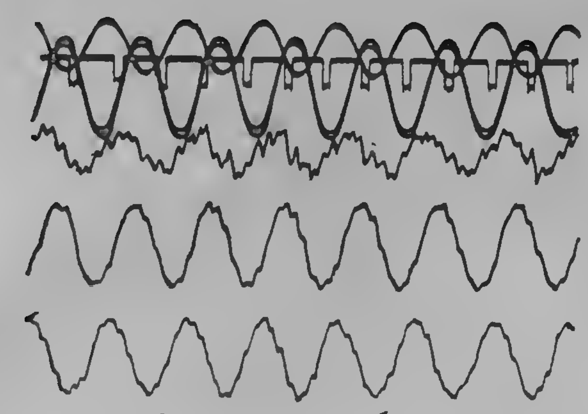
Фиг. 113. Осциллограмма разбега двигателя; ротор с прямыми полузакрытыми пазами.



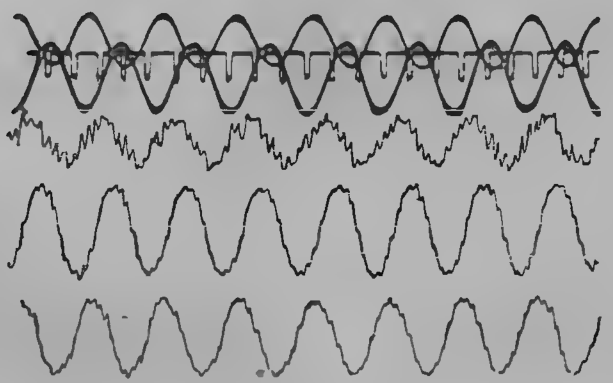
Фиг. 114. Осциллограмма разбега двигателя; ротор с косыми полузакрытыми пазами.



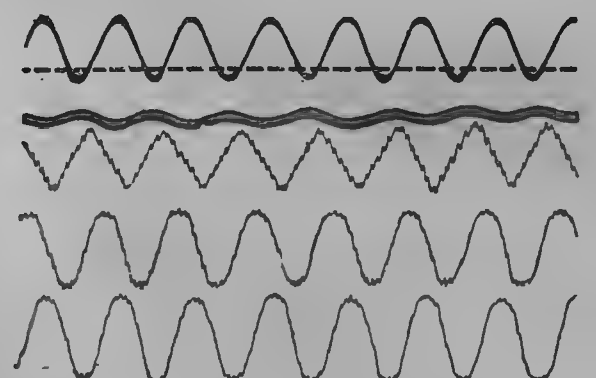
Фиг. 115. Осциллограмма разбега двигателя; ротор с косыми полузакрытыми пазами.



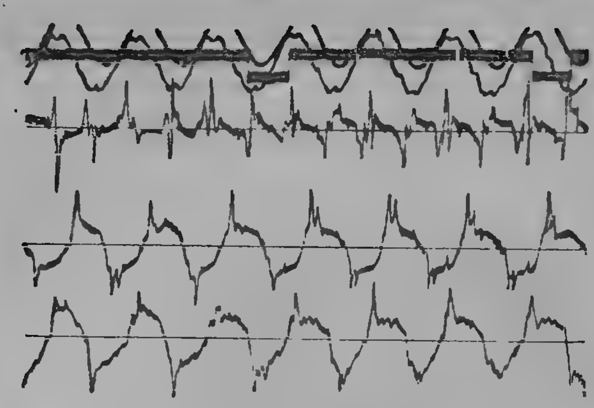
Фиг. 116. Осциллограмма разбега двигателя; ротор с косыми полузакрытыми пазами.



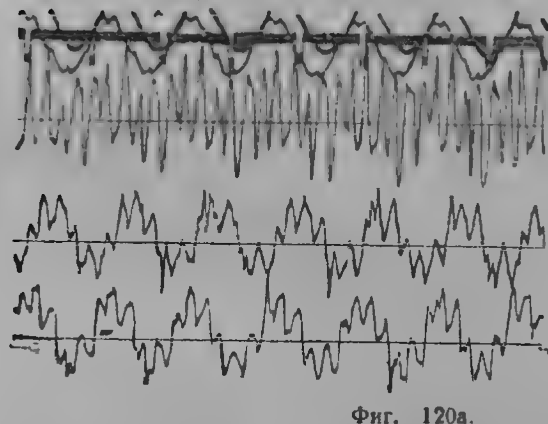
Фиг. 117. Осциллограмма разбега двигателя; ротор с косыми полузакрытыми пазами.



Фиг. 118. Осциллограмма разбега двигателя; ротор с косыми полузакрытыми пазами.

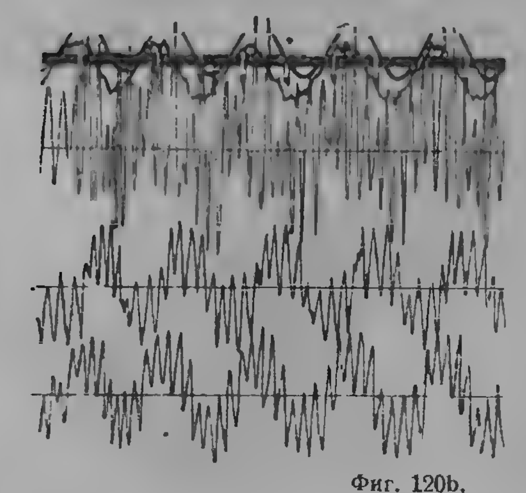


Фиг. 119. Осциллограмма разбега двигателя; ротор с прямыми закрытыми пазами.

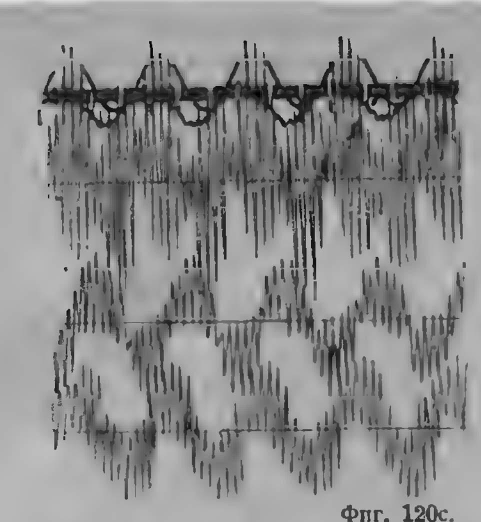




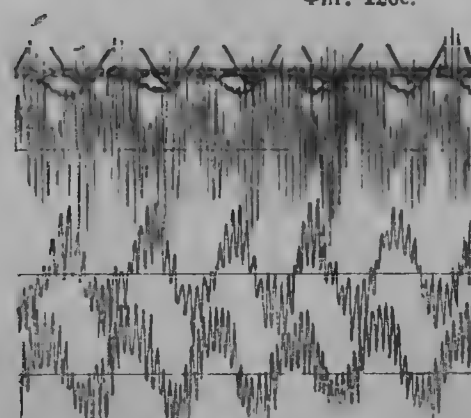
Фиг. 120a.



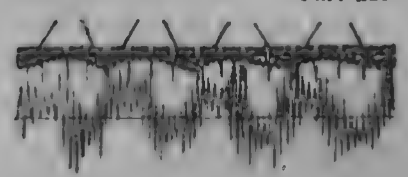
Фиг. 120b.



Фиг. 120c.



Фиг. 120d.



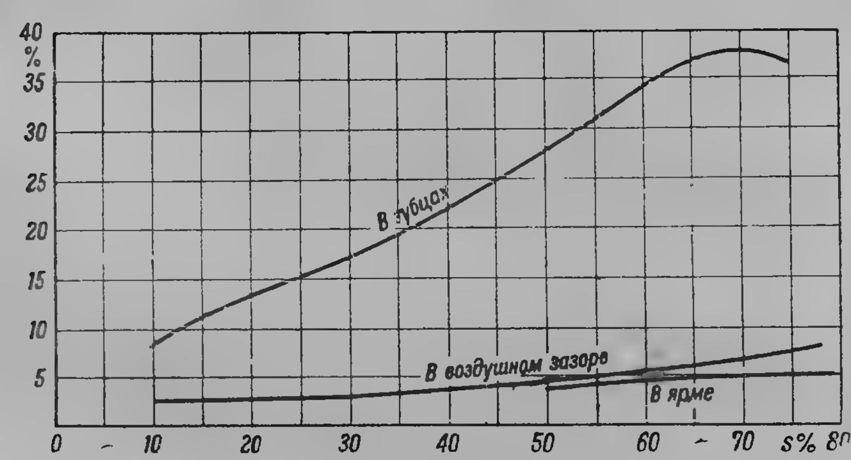
Фиг. 120e.
Осциллограммы разбега двигателя; ротор с прямыми закрытыми пазами.

Цифры на абсциссе кривых и на эскизе пазов обозначают положения ротора соответственно относительному положению зубцов, указанному наверху тех же чертежей.

Наименьшие колебания потока в ярме, воздушном зазоре и зубцах получились для ротора с косыми пазами и наибольшие — при роторе с прямыми полузакрытыми пазами.

Результаты приведены в табл. 7.

Колебание потока выражено как отношение полуразности максимальных и минимальных амплитуд (взято как среднее для пяти положений ротора) к средней величине потока (в процентах).



Фиг. 121. Процентная величина амплитуды пульсаций данной частоты по отношению к средней огибающей поля; ротор с прямыми полузакрытыми пазами.

Колебание потока в % при коротком замыкании и медленном вращении ротора

Таблица 7

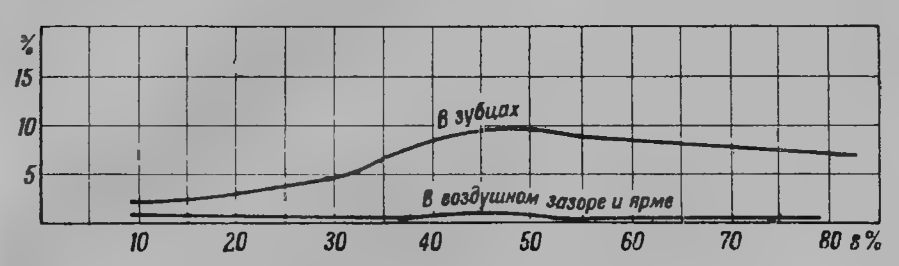
Форма паза	В основании зубца	В ярме	В воздушном зазоре
Прямой полузакрытый	68	31	16
Прямой закрытый	25	15	9
Косой полузакрытый	17	~0	~0

53. Исследование зубцовых пульсаций при разбеге и работе двигателя

На фотографиях фиг. 110 — 120 показаны осциллограммы разбега двигателя. Разбег снимался целиком от короткого замыкания до холостого хода для всех трех роторов, но вследствие отсутствия места здесь приведены фотографии лишь отдельных моментов разбега.

На каждой осциллограмме сняты э. д. с. на трех испытательных катушках: ток статора, напряжение сети и скорость вращения ротора.

Амплитуда и частота зубцовых пульсаций потока в воздушном зазоре, ярме и зубцах, в зависимости от скольжения s, построены на фиг. 121 — 123 для всех трех роторов.



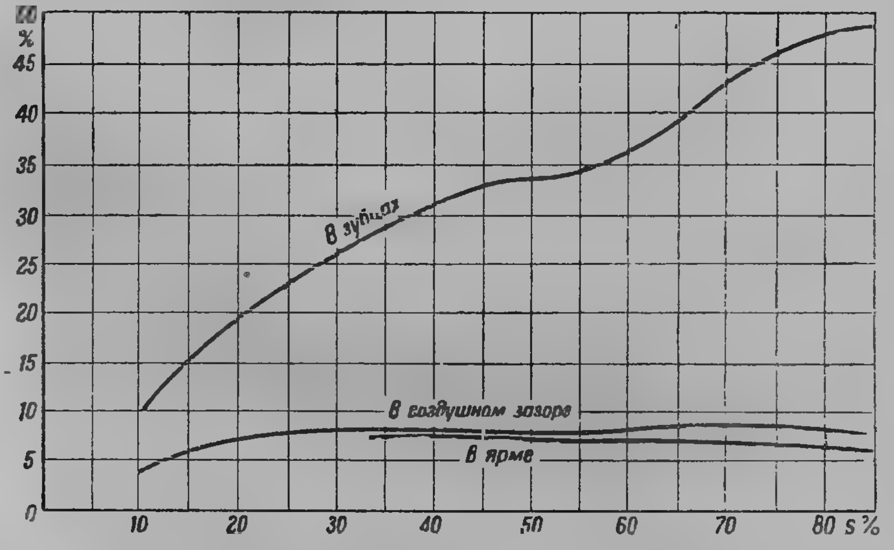
Фиг. 122. Процентная величина амплитуды пульсаций данной частоты по отношению к средней огибающей поля; ротор с косыми полузакрытыми пазами.

Частота зубцовых пульсаций, записанная осциллографом, оказалась весьма близкой к ее величине, определенной теоретически по формуле

$$f_p = \frac{n_2 z_2}{60},$$

где n_2 — число оборотов ротора;

z_2 — число зубцов ротора.



Фиг. 123. Процентная величина амплитуды пульсаций данной частоты по отношению к средней огибающей поля; ротор с прямыми закрытыми пазами.

Наименьшие зубцовые пульсации, как следовало ожидать, получились для ротора с косыми пазами. При холостом ходе амплитуды пульсации близки к нулю, с нагрузкой возрастают, достигают максимума при скольжении около 40 — 50% и снова уменьшаются к короткому замыканию.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ХОЛОСТОЙ ХОД АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

54. Введение

Под холостым ходом асинхронного двигателя понимают вращение его без нагрузки на валу. В этом случае ротор вращается со скоростью, близкой к синхронной ($s \approx 0$), и величина тока в роторе также близка к нулю ($I_2 \approx 0$).

Результирующий ток холостого хода двигателя потребляется из сети и может быть вычислен на основании формул гл. 7 и 8 как

$$I_{01} = \sqrt{I_{0p}^2 + I_{0a}^2},$$

где $I_{0a} = \frac{\Sigma p_0}{m_1 E_1}$ — активная составляющая тока холостого хода, определяющая э. д. с. рабочего потока E_1, I_{0p} — реактивная составляющая, идущая на создание рабочего потока Ф. Величина активной составляющей тока холостого хода определяется из расчета потерь холостого хода $\sum p_0$ на основании гл. 8.

Ток I_{01} вызовет в каждой фазе статора падение напряжения в активном сопротивлении r_1 и реактанце x_1.

Рабочим вращающимся потоком Ф в фазе статора наведется э. д. с. самоиндукции E_1:

$$-\dot{E}_1 = j\omega_1 L_1 \dot{I}_{0p}.$$

Рабочим потоком в каждой фазе ротора будет наводиться э. д. с. взаимоиндукции E_2:

$$\dot{E}_2 = j\omega_1 M \dot{I}_{0p}.$$

При холостом ходе двигателя уравнения э. д. с. статора и ротора можно будет написать в виде

$$\dot{I}_{10}(r_1 + jx_1) + j\omega_1 L_1 \dot{I}_{0p} = \dot{U}_1,$$

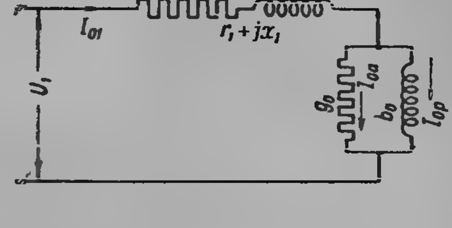
$$\dot{E}_2 = j\omega_1 M \dot{I}_{0p}.$$

Здесь так же, как и в дальнейшем, все величины статора будем обозначать со значком 1, все величины ротора со значком 2.

Возьмем отношение E_1 и E_2:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{j\omega L_1 I_{0p}}{j\omega M I_{0p}} = \frac{L_1}{M} = \frac{L_1}{L_1\left(\frac{w_2}{w_1}\frac{k_1''}{k_1'}\right)} = \frac{w_1 k_1'}{w_2 k_1''} = u_E.$$

u_E носит название коэфициента трансформации обмоток фаз статора и ротора. Последнее выражение является возможным получить и просто из выражений для E_1 и E_2:



Величина э. д. с. от потока в фазе статора

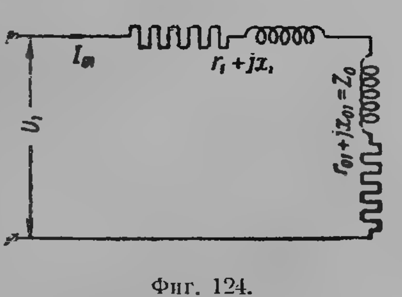
$$E_1 = 4{,}44\ w_1\ fk_1'\Phi \cdot 10^{-8}\ V.$$

В фазе ротора

$$E_2 = 4{,}44\ w_2\ fk_1''\Phi \cdot 10^{-8}\ V,$$

откуда

$$u_E = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1 k_1'}{w_2 k_1''}.$$



Фиг. 124.

Уравнения токов и напряжений при холостом ходе можно представить в виде схемы замещения, представленной на фиг. 124. В схеме фиг. 124 реактивная составляющая тока I_{0p} протекает по условной проводимости $b_0 = \frac{I_{0p}}{E_1}$, активная составляющая тока I_{0a} по условной проводимости $g_0 = \frac{I_{0a}}{E_1}$. Параллельные цепи g_0 и b_0 часто при теоретических исследованиях заменяются полным сопротивлением

$$Z_0 = r_{01} + jx_{01},$$

по которому протекает ток $\dot{I}_{01}$ при холостом ходе и I_0 при нагрузке.

В асинхронных двигателях отношение тока холостого хода к рабочему току обычно равняется

$$\alpha = \frac{I_0}{I_1} \approx 0{,}435 \div 0{,}25.$$

Тихоходные многополюсные двигатели имеют большую величину α вследствие большего диаметра и соответственно большего (по механическим соображениям) воздушного зазора.

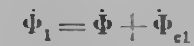
55. Векторная диаграмма асинхронного двигателя при холостом ходе

Векторная диаграмма представлена на фиг. 125. Будем считать, что э. д. с., потоки и токи синусоидальны; тогда их можно представить в виде векторов, вращающихся с угловой скоростью, равной частоте тока статора ω_1 относительно неподвижной оси времени t (или наоборот).

Вектор тока холостого хода I_{01}, как мы выяснили, будет состоять из двух компонент: I_{0a} и I_{0p}. Этот ток I_{01} создаст падения напряжения $I_{01}r_1$ в активном сопротивлении статора r_1 и $I_{01}x_1$ в реактивном x_1; компонента напряжения сети, уравновешивающая падение напряжения $I_{01}r_1$, находится в фазе с током, компонента, уравновешивающая реактивное падение $I_{01}x_1$, опережает вектор тока I_{01} на 90°.

Электродвижущие силы E_1 и E_2, наведенные рабочим потоком Φ в обмотках статора и ротора, будут отставать от него на угол $\frac{\pi}{2}$.

Вектор потока статора

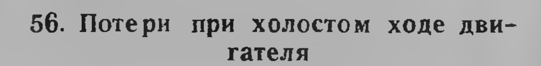


$$\dot{\Phi}_1 = \dot{\Phi} + \dot{\Phi}_{\sigma 1}$$

будет сдвинут по времени на угол $\frac{\pi}{2}$ от э. д. с. $-\dot{E}_1 + \dot{I}_{01}x_1 = \dot{E}_{01}$.

Из рассмотрения диаграммы фиг. 125 мы видим, что только при условии, что активное сопротивление равно нулю и угол $\varphi_0 = 90°$, магнитный поток рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ и рабочий магнитный поток Φ будут в фазе друг с другом. В действительности между ними имеется сдвиг фаз.

Фиг. 125.



56. Потери при холостом ходе двигателя

При асинхронном холостом ходе двигатель с короткозамкнутым ротором вращается сам без нагрузки на валу. Из сети потребляется при этом мощность $\sum p$:

1) потерь на гистерезис и токи Фуко в статоре от рабочего потока; 2) весьма незначительных потерь на гистерезис и токи Фуко в роторе от рабочего потока; 3) добавочных потерь от высших гармоник рабочего потока; 4) потерь в обмотках статора от тока холостого хода; 5) потерь в обмотках ротора от незначительного тока $I_2 \approx 0$ и от высших гармоник магнитного потока; 6) механических потерь.

Если с помощью посторонней силы привести ротор асинхронного двигателя в синхронное движение с полем статора ($s = 0$), то ток холостого хода в этом случае носит название тока холостого хода при синхронизме. В этом случае двигатель не потребляет из сети мощность на покрытие механических потерь; кроме того, потери на гистерезис и токи Фуко в роторе от рабочего потока равны нулю. При прохождении через точку синхронного холостого хода будет наблюдаться скачок мощности гистерезиса ротора, о чем подробнее см. дополнение § 156.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ТЕОРИЯ НЕПОДВИЖНОГО ДВИГАТЕЛЯ С ЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

57. Уравнения токов. Приведенные сопротивления обмотки ротора

Предположим, что фазы ротора коротко замкнуты. Тогда по фазам ротора под действием э. д. с., наведенных вращающимся полем, потекут токи, которые образуют с потоком Φ крутящий момент, пропорциональный произведению потока на ток ротора, и ротор будет стремиться притти в движение. Затормозим условно ротор в любом положении, что, как мы выяснили, не повлияет на ход рассуждений, и будем считать ротор неподвижным.

В неподвижном состоянии частота токов в роторе будет равна частоте токов статора; результирующий поток Φ будет образован суммой намагничивающих сил статора и ротора, как в трансформаторе. Поэтому независимо от положения ротора для этого случая можно написать следующие уравнения напряжения для фаз статора и ротора:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_1(r_1 + jx_1) + (\dot{I}_1 j\omega_1 L_1 + \dot{I}_2 j\omega_1 M) &= \dot{U}_1, \\ \dot{I}_2(r_2 + jx_2) + (\dot{I}_2 j\omega_1 L_2 + \dot{I}_1 j\omega_1 M) &= 0. \end{aligned}\right\} \quad (11,1)$$

Обозначим величины:

$$r_1 + jx_1 \quad \text{и} \quad r_2 + jx_2$$

соответственно через Z_1 и Z_2. Тогда уравнения (11,1) примут вид

$$\dot{I}_1 Z_1 + \dot{I}_1 j\omega_1 L_1 + \dot{I}_2 j\omega_1 M = \dot{U}_1,$$

$$\dot{I}_2 Z_2 + \dot{I}_2 j\omega_1 L_2 + \dot{I}_1 j\omega_1 M = 0.$$

В выражениях (11,1)

$$-\dot{E}_1 = \dot{I}_1 j\omega_1 L_1 + \dot{I}_2 j\omega_1 M$$

и

$$-\dot{E}_2 = \dot{I}_2 j\omega_1 L_2 + \dot{I}_1 j\omega_1 M$$

являются э. д. с., наведенными в статоре (E_1) и роторе (E_2). Подставив вместо M его выражение через L_1 и L_2, будем иметь:

$$-\dot{E}_1 = j\omega_1 L_1\left(\dot{I}_1 + \dot{I}_2\frac{w_2}{w_1}\frac{k_1''}{k_1'}\right) = j\omega_1 L_1\left(\frac{\dot{I}_1 w_1 k_1' + \dot{I}_2 w_2 k_1''}{w_1 k_1'}\right), \quad (11,2)$$

$$-\dot{E}_2 = j\omega_1 L_2\left(\dot{I}_2 + \dot{I}_1\frac{w_1}{w_2}\frac{k_1'}{k_1''}\right) = j\omega_1 L_2\left(\frac{\dot{I}_2 w_2 k_1'' + \dot{I}_1 w_1 k_1'}{w_2 k_1''}\right). \quad (11,3)$$

Таким образом мы видим, что в неподвижном двигателе э. д. с. E_1 и E_2 наводятся потоком, образованном результирующей намагничивающей силой обмоток статора и ротора, причем выражение (11,2) отнесено к числу витков статора, выражение (11,3) к числу витков ротора.

При расчетах, когда числа витков статора и ротора неодинаковы, обмотку ротора, так же, как и в теории трансформатора, приводят к числу витков и фаз обмотки статора. Приведенные значения э. д. с., токов и сопротивлений ротора будем обозначать значком $'$.

Приведенные и действительные значения э. д. с. ротора связаны следующими соотношениями:

$$E_2' = \left(\frac{w_1 k_1'}{w_1 k_1''}\right) E_2 = u_E E_2 = E_1 .$$

u_E — так называемый коэфициент трансформации э. д. с. статора и ротора. Соотношения приведенных и действительных токов ротора можно получить из условия равенства намагничивающих действительного и приведенного ротора

$$\frac{m_2}{2} 0{,}9 I_2 w_2 k_1'' = \frac{m_1}{2} 0{,}9 I_2' w_1 k_1',$$

откуда

$$I_2' = \left(\frac{m_2}{m_1}\frac{w_2}{w_1}\frac{k_1''}{k_1'}\right) I_2 = u_1 I_2,$$

где

$$u_1 = \frac{m_2}{m_1}\frac{w_2}{w_1}\frac{k_1''}{k_1'}$$

будем называть коэфициентом трансформации токов.

Приведенное сопротивление ротора будет равно:

$$Z_2' = \frac{E_2'}{I_2'} = \frac{u_E E_2}{u_1 \cdot I_2} = \frac{m_1}{m_2}\left(\frac{w_1}{w_2}\frac{k_1'}{k_1''}\right)^2 Z_2.$$

Коэфициент

$$\frac{m_1}{m_2}\left(\frac{w_1}{w_2}\frac{k_1'}{k_1''}\right)^2$$

будем называть коэфициентом трансформации сопротивлений. Уравнения токов неподвижного асинхронного двигателя, выраженные через приведенные величины, будут иметь вид:

$$\dot{I}_1 Z_1 - \dot{E}_1 = \dot{U}_1,$$
$$\dot{I}_2' Z_2' - E_2' = 0$$

или

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_1(r_1 + jx_1) - \dot{E}_1 &= \dot{U}_1, \\ \dot{I}_2'(r_2' + jx_2') - \dot{E}_1 &= 0. \end{aligned}\right| \quad (11,4)$$

Выразив э. д. с. потока так же, как и при холостом ходе (см. § 54), через ток холостого хода I_0 и сопротивление Z_0

$$\dot{E}_1 = \dot{I}_0 Z_0,$$

будем иметь уравнение токов в виде:

$$\dot{I}_1 Z_1 - I_0 Z_0 = \dot{U}_1,$$
$$\dot{I}_2' Z_2' - I_0 Z_0 = 0.$$

Поэтому можно считать, что рабочий поток Φ создается при замкнутом роторе некоторым условным током холостого хода $\dot{I}_0$, являющимся геометрической суммой токов

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 + \dot{I}_2'.$$

Активная составляющая этого тока покрывает потери в железе, а реактивная составляющая намагничивает первую гармонику потока; э. д. с. от высших гармоник намагничивающих сил статора и ротора отнесены нами согласно теории двойного рассеяния к э. д. с. рассеяния обмоток.

Величина тока и мощность неподвижного двигателя $s = 1$ (при коротком замыкании) определяется из формулы (подробнее см. § 71)

$$\dot{I}_{1k} = \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + \dfrac{Z_0 Z_2'}{Z_0 + Z_2'}}.$$

Причем $Z_1 = r_1 + jx_1$ и $Z_2' = r_2' + jx_2'$.

Если считать сопротивление Z_0 большим по сравнению с Z_2' (как это имеет место обычно для двигателей средней и большой мощности, у которых x_2' и x_1 малы по сравнению с x_0),

$$\dot{I}_{1k} \approx \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + Z_2'},$$

или

$$\dot{I}_{1k} \approx \frac{\dot{U}_1}{r_1 + r_2' + j(x_1 + x_2')},$$

$$I_{1k} = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2}}.$$

При неподвижном роторе двигатель потребляет из сети мощность на покрытие потерь:

1) в обмотках статора и ротора от тока I_{1k};

2) в железе статора и ротора от рабочего потока.

Так как вследствие большого падения напряжения на обмотке статора от тока короткого замыкания I_{1k} величина э. д. с. E_1 и потока значительно уменьшены, то потери в железе статора малы. Потери в железе ротора возрастают по сравнению с режимом холостого хода и нормальной работы вследствие большого числа циклов перемагничения (так как при $s = 1$ $f_2 = f_1$). Приближенно потери при коротком замыкании определяются как потери в обмотках.

58. Токи и приведенное сопротивление беличьей клетки короткозамкнутых асинхронных двигателей

Беличью клетку является возможным мыслить в виде многофазной обмотки с числом фаз, равным

$$m_2 = \frac{z_2}{p},$$

где z_2 — полное число стержней ротора.

Ток, протекающий по каждому стержню, есть ток одной фазы, и следовательно, каждый стержень пары полюсов является фазой ротора.

Итак, число витков в фазе ротора равно половине:

$$w_2 = \frac{1}{2}.$$

Число пазов на полюс и фазу для беличьей клетки равно единице

$$q_2 = 1.$$

Обмоточный коэфициент беличьей клетки для ν-ой гармоники равен

$$k_\nu'' = \frac{\sin \nu \frac{\theta}{2}}{\nu \frac{\theta}{2}},$$

где

$$\theta = \frac{2\pi p\nu}{z_2};$$

здесь ν—номер гармоники $\nu = 1, 3, 5, \ldots$

Токи двух смежных фаз (стержней) беличьей клетки замыкаются через активное и реактивное сопротивления (рассеяния) части торцовых соединений клетки (кольца) (фиг. 126).

Первая гармоника тока в части cb или ad кольца определяется на основании закона Кирхгофа для точки c. Поэтому из рассмотрения фиг. 126

$$i_k = i_2 \frac{1}{2\sin\frac{\theta}{2}} = i_2 \frac{1}{2\sin\frac{\pi p}{z_2}},$$

где

$$\theta = \frac{2\pi p}{z_2}.$$

Приведем активное сопротивление части кольца cb к величине тока стержней i_2, тогда из условия равенства потерь

$$r_r' = r_r \left(\frac{i_k}{i_2}\right)^2,$$

или

$$r_r' = r_r \frac{1}{4\sin^2\frac{\pi p}{z_2}}.$$

Полное активное сопротивление фазы беличьей клетки состоит из сопротивления одного стержня и двойного сопротивления кольца между стержнями:

$$r_2 = r_c + 2r_r'.$$

Аналогично реактивное сопротивление

$$x_2 = x_c = 2x_r'.$$

Сопротивление фазы p—полюсного ротора с беличьей клеткой будет в p раз меньше.

$$r_2 = \frac{1}{p}(r_c + 2r_r'),$$

$$x_2 = \frac{1}{p}(x_c + 2x_r').$$

Приведенные значения сопротивлений будут равны на основании

Страница	Строка	Напечатано	Должно быть
145	8 сверху	$x_2 = x_c = 2x_r'$.	$x_2 = x_c + 2x_r'$.

Зак. 3711.

Приведенные уравнения напряжений и токов при замкнутом роторе является возможным изобразить в виде векторной диаграммы (так же, как и для случая разомкнутого ротора).

Положим (фиг. 127), что вектор напряжения сети и первичного тока является заданным, как обычно это имеет место в большинстве вопросов практики. Отложим от конца вектора напряжения $\dot{U}_1$ в фазе с током вектор активного падения напряжения $\dot{I}_1 r_1$, а в квадратуре с ним вектор падения напряжения от потоков рассеяния $\dot{I}_1 x_1$, тогда найдем вектор — $\dot{E}_1$, уравновешивающий э. д. с. рабочего потока. Величина вектора э. д. с. E_1 будет ему противоположна по направлению и равна по величине, отставая от потока Ф на $\frac{\pi}{2}$. Одновременно этот же вектор будет изображать величину приведенной э. д. с. рабочего потока в фазе ротора.

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_2'.$$

58. Токи и приведенное сопротивление беличьей клетки короткозамкнутых асинхронных двигателей

Беличью клетку является возможным мыслить в виде многофазной обмотки с числом фаз, равным

$$m_2 = \frac{z_2}{p},$$

где z_2 — полное число стержней ротора.

Ток, протекающий по каждому стержню, есть ток одной фазы, и следовательно, каждый стержень пары полюсов является фазой ротора.

Итак, число витков в фазе ротора равно половине:

$$w_2 = \frac{1}{2}.$$

Число пазов на полюс и фазу для беличьей клетки равно единице

$$q_2 = 1.$$

Обмоточный коэфициент беличьей клетки

в

определяется на

ос ... поэтому из рассмотрения

фи

$$i_k = i_2 \frac{1}{2 \sin \frac{\theta}{2}} = i_2 \frac{1}{2 \sin \frac{\pi p}{z_2}},$$

где

$$\theta = \frac{2\pi p}{z_2}.$$

Приведем активное сопротивление части кольца cb к величине тока стержней i_2, тогда из условия равенства потерь

$$r_r' = r_r \left(\frac{i_k}{i_2}\right)^2,$$

или

$$r_r' = r_r \frac{1}{4 \sin^2 \frac{\pi p}{z_2}}.$$

Полное активное сопротивление фазы беличьей клетки состоит из сопротивления одного стержня и двойного сопротивления кольца между стержнями:

$$r_2 = r_c + 2r_r'.$$

Аналогично реактивное сопротивление

$$x_2 = x_c = 2x_r'.$$

Сопротивление фазы p—полюсного ротора с беличьей клеткой будет в p раз меньше.

$$r_2 = \frac{1}{p}(r_c + 2r_r'),$$

$$x_2 = \frac{1}{p}(x_c + 2x_r').$$

Приведенные значения сопротивлений будут равны на основании общей формулы

$$r_2' = \frac{m_1}{m_2}\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2\left(\frac{k_1'}{k_1''}\right)^2 r_2,$$

$$x_2' = \frac{m_1}{m_2}\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2\left(\frac{k_1'}{k_1''}\right)^2 x_2,$$

где

$$m_2 = \frac{Z_2}{p} \cdot w_2 = \frac{1}{2}.$$

59. Векторная диаграмма неподвижного двигателя при замкнутом роторе

Приведенные уравнения напряжений и токов при замкнутом роторе является возможным изобразить в виде векторной диаграммы (так же, как и для случая разомкнутого ротора).

Положим (фиг. 127), что вектор напряжения сети и первичного тока является заданным, как обычно это имеет место в большинстве вопросов практики. Отложим от конца вектора напряжения $\dot{U}_1$ в фазе с током вектор активного падения напряжения $\dot{I}_1 r_1$, а в квадратуре с ним вектор падения напряжения от потоков рассеяния $\dot{I}_1 x_1$, тогда найдем вектор — $\dot{E}_1$, уравновешивающий э. д. с. рабочего потока. Величина вектора э. д. с. E_1 будет ему противоположна по направлению и равна по величине, отставая от потока Ф на $\frac{\pi}{2}$. Одновременно этот же вектор будет изображать величину приведенной э. д. с. рабочего потока в фазе ротора.

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_2'.$$

10 Зак. 3711. — В. П. Апаров.

Приведенная величина тока ротора $\dot{I}_2'$ может быть найдена на основании уравнения 11,4 как

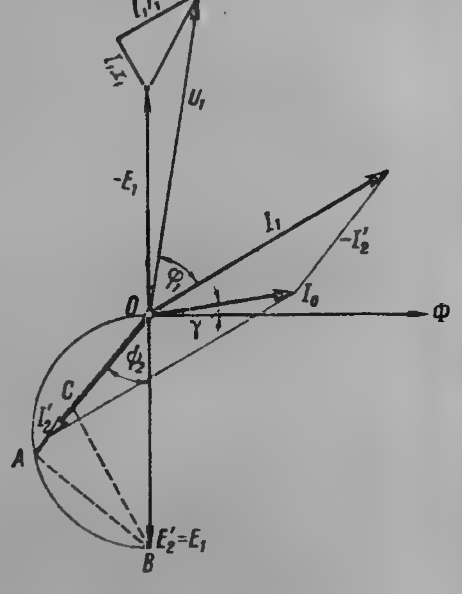
$$\dot{I}_2' = \frac{\dot{E}_2'}{r_2' + jx_2'} = \frac{\dot{E}_1}{r_2' + jx_2'}$$

и будет сдвинута относительно напряжения $\dot{E}_2'$ на угол ψ_2, определяющийся из соотношения

$$\operatorname{tg} \psi_2 = \frac{x_2'}{r_2'}.$$

На диаграмме ток $\dot{I}_2'$ будет изображен отрезком $\overline{OI_2'}$. Геометрическая сумма токов $\dot{I}_1 + \dot{I}_2'$ даст величину условного тока $\dot{I}_0$, намагничивающего вращающийся магнитный поток двигателя Ф при замкнутом роторе. Сам поток Ф будет на угол $\frac{\pi}{2}$ опережать вектор э. д. с. E_1. Вследствие потерь в железе он не совпадет по фазе с вектором намагничивающего тока $\dot{I}_0$ и будет сдвинут от него на угол γ.

Фиг. 126.



Фиг. 127.

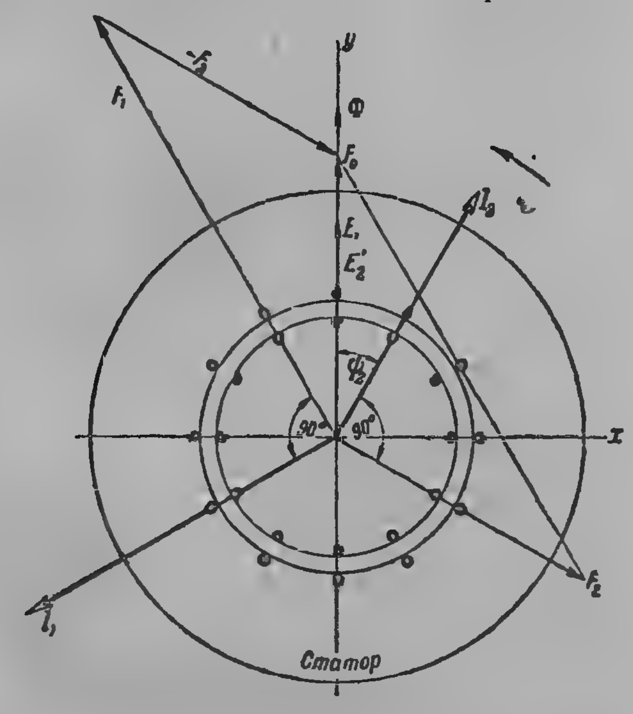
Из изучения и сравнения векторных диаграмм машины при разомкнутом и короткозамкнутом роторе мы видим, что величина э. д. с. потока при одном и том же напряжении на зажимах двигателя будет зависеть от величины падения напряжения в сопротивлении фазы статора $(r_1 + jx_1)$. Величина тока в статоре будет больше при замкнутом роторе, чем при разомкнутом. Действительно, при замкнутом роторе, как это видно из диаграммы фиг. 127, величину тока в фазе статора $\dot{I}_1$ можно мыслить как геометрическую сумму тока $\dot{I}_0$ и обратного току $\dot{I}_2'$ вектора $(-\dot{I}_2')$.

Таким образом при замкнутом роторе величина тока в статоре больше тока $\dot{I}_0$ на величину вектора $\dot{I}_2'$. Поэтому падение напряжения $\dot{I}_1(r_1 + jx_1)$ при том же напряжении на зажимах при замкнутом роторе

будет больше, и, следовательно, величина э. д. с. потока $\dot{E}_1$ меньше. Отсюда следует, что величина вращающегося потока и тока $\dot{I}_0$ меньше при замкнутом роторе, чем при разомкнутом. Подробный анализ изменения магнитных потоков при нагрузке будет дан в следующей главе.

60. Пространственные диаграммы ампервитков неподвижной асинхронной машины

Для лучшего представления о рабочем процессе асинхронных машин разберем так называемые пространственные диаграммы. Положим, что



Фиг. 128. Пространственная диаграмма неподвижной асинхронной машины.

статор и ротор имеют m-фазную обмотку и пусть сопротивление статора

$$Z_1 = r_1 + jx_1 = 0 \quad \text{и} \quad \dot{U}_1 = \dot{E}_1.$$

Вращающееся поле будем считать синусоидальным на протяжении полюсного деления. Пусть максимум потока совпадает с осью y (фиг. 128). Так как э. д. с. в проводах на полюсном делении в каждый момент времени пропорциональны значению индукции потока в данном месте полюсного деления, то распределение э. д. с. в проводах статора и ротора E_1 и E_2 выразится по длине полюсного деления также синусоидой, пропорциональной синусоиде потока, причем максимум э. д. с.

будет в проводе, расположенном по оси y. С синусоидой потока будет совпадать намагничивающая сила F_0 потока Φ. Так как ток ротора отстает на угол ψ_2 от вектора э. д. с. ротора E_2, то максимум тока ротора I_2 будет в проводе, отстающем на угол ψ_2 от вертикальной оси. На такой же угол ψ_2 будет сдвинута синусоида пространственного распределения токов в проводах ротора на длине полюсного деления. Волна намагничивающей силы ротора F_2 будет сдвинута относительно волны токов I_2 на угол $\frac{\pi}{2}$, так как амплитуда F_2 будет направлена по нормали к тому витку, в котором в данный момент времени протекает максимальный ток I_2; синусоида ампервитков ротора на полюсном делении будет сдвинута относительно волны потока на угол $(90° + \psi_2)$. Амплитуда волны намагничивающей силы токов статора будет направлена по направлению геометрической разности ампервитков F_0 и F_2, а волна распределения силы тока в проводах статора будет сдвинута на 90° от волны намагничивающей силы.

В предлагаемой диаграмме наглядно представлен механизм образования результирующего вращающегося потока с помощью геометрической суммы намагничивающих сил, созданных токами $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$ статора и ротора. Из рассмотрения пространственной диаграммы токов и ампервитков мы видим, что в пространственной диаграмме параллелограмм ампервитков повернут относительно параллелограмма токов на угол 90°. При дальнейшем изучении распределения потоков в асинхронных машинах мы будем пользоваться векторными диаграммами условно, совмещая в них диаграммы токов и диаграммы ампервитков. Из рассмотрения пространственных диаграмм также отчетливо видно, почему к статору притекает при замкнутом роторе кроме тока намагничивания $\dot{I}_0$ ток — $\dot{I}_2'$, равный и противоположный току ротора $\dot{I}_2'$. Когда в роторе протекает ток I_2, в пространстве возникает волна ампервитков F_2, стремящаяся изменить фазу и уменьшить рабочий поток, потому что она в значительной части противоположна направлению ампервитков главного потока и становится полностью противоположной им при сдвиге тока ротора на 90° относительно э. д. с. E_2, т. е. при угле, равном $\frac{\pi}{2}$.

В обмотку статора притечет ток как раз такой величины и фазы, чтобы он создал ампервитки — $\dot{F}_2$, равные и в пространстве противоположно направленные ампервиткам ротора F_2 (фиг. 128). Тогда размагничивающее действие роторных ампервитков будет скомпенсировано током статора, и магнитный поток Φ в воздушном зазоре будет равняться прежней величине. В действительности, если не пренебрегать падением напряжения обмотки статора, величина магнитного потока будет уменьшена (почти до половинного значения потока разомкнутого ротора).

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

АСИНХРОННАЯ МАШИНА ПРИ ВРАЩЕНИИ. РАБОТА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ В КАЧЕСТВЕ ДВИГАТЕЛЯ

61. Величина э. д. с. в фазе ротора при вращении

Если при приключенном к сети статоре и замкнутом роторе, неподвижном благодаря приложенному тормозящему усилию, прекратить усилие торможения, то ротор двигателя, как было выяснено в гл. 1, придет во вращение в сторону вращающегося магнитного поля. При этом, если вращающееся магнитное поле будет делать

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p}$$

оборотов в минуту, то ротор будет вращаться с меньшим числом оборотов n_2 вследствие скольжения ротора, причем

$$n_2 = (1 - s)\, n_1,$$

где s — скольжение ротора.

Выше (гл. 1) было выяснено, что нагрузка ротора любым моментом вращения M невозможна без того, чтобы ротор не вращался бы медленнее поля.

Теперь рассмотрим, чему равна частота токов ротора при вращении.

При вращении ротора относительная скорость ротора в поле, или вращающегося поля относительно ротора, пропорциональна разности чисел оборотов поля n_1 и ротора n_2:

$$(n_1 - n_2),$$

тогда частота тока в катушке ротора f_2

$$f_2 = \frac{(n_1 - n_2)\, p}{60}.$$

Умножив и разделив правую часть выражения f_2 на n_1, будем иметь

$$f_{2s} = \left(\frac{n_1 - n_2}{n_1}\right) \frac{p \cdot n_1}{60} = s \cdot f_1,$$

где $\frac{p n_1}{60} = f_1$.

Итак, число периодов ротора может быть весьма просто выражено через скольжение и число периодов статора.

Электродвижущую силу рабочего потока фазы ротора при неподвижном роторе можно написать в виде

$$E_2 = 4{,}44 f_1 w_2 k_1{}'' \Phi \cdot 10^{-8}\ V,$$

так как при неподвижном роторе вращающееся поле имеет одинаковое число оборотов как относительно статора, так и относительно ротора. Когда ротор придет во вращение, то частота роторного тока будет f_{2s}, поэтому э. д. с., наводимая в роторе, будет при вращении ротора равна

$$E_{2s} = 4{,}44 f_{2s} w_2 k_1{}'' \Phi \cdot 10^{-8}\ V.$$

Если подставить значение $f_{2s} = sf_1$, то при условии одного и того же потока при вращении и неподвижном состоянии

$$E_{2s} = (4{,}44 f_1 w_2 k_1{}'' \Phi \cdot 10^{-8}) \cdot s,$$

откуда получаем простую связь для этого случая между э. д. с. неподвижного ротора и при его вращении

$$E_{2s} = E_2 \cdot s,$$

т. е. э. д. с. при вращении является простой функцией скольжения и э. д. с. неподвижного ротора.

При неподвижном роторе $s = 1$

$$E_{2s} = E_2,$$

при синхронной скорости ротора и поля $s = 0$

$$E_{2s} = 0.$$

62. Величина тока в фазе ротора при вращении. Приведение теории вращающегося двигателя к теории эквивалентного трансформатора

Будем считать сопротивление фазы ротора неизменяющимся от частоты, что несколько не так (см. § 50); реактивное сопротивление фазы ротора будет переменным при различной частоте ротора. Действительно, если $f_{2s} = f_1 \cdot s$, то то же соотношение будет и для угловой частоты векторов тока и напряжения, так как $\omega_x = 2\pi f_x$, т. е.

$$\omega_2 = \omega_1 s.$$

Поэтому, если реактивное сопротивление рассеяния фазы неподвижного ротора равно $x_2 = \omega_1 L_{2\sigma}$, где ω_1 — угловая частота токов статора, то при вращении ротора реактивное сопротивление рассеяния будет равно

$$x_{2s} = L_{2\sigma}\omega_1 \cdot s = s \cdot x_2.$$

Приняв сказанное во внимание, найдем величину тока фазы ротора при вращении последнего:

$$\dot{I}_2' = \frac{\dot{E}_{2s}'}{r_2' + jx_2's},$$

или

$$\dot{I}_2' = \frac{E_2' \cdot s}{r_2' + jx_2's}.$$

Разделим и числитель и знаменатель на s, будем иметь

$$\dot{I}_2' = \frac{E_2'}{\left(\frac{r_2'}{s}\right) + jx_2'}.$$

Эта, казалось бы, весьма простая операция деления на s играет весьма важную роль при дальнейшем изучении рабочих свойств асинхронных двигателей.

Мы видим, что величина тока ротора получается одинаковой, безразлично, рассматриваем ли мы ротор при вращении или неподвижным, если только в последнем случае за активное сопротивление ротора считать не r_2', а сопротивление $\frac{r_2'}{s}$.

Сопротивление $\frac{r_2'}{s}$ можно представить следующим образом:

$$\frac{r_2'}{s} = r_2' + \frac{1-s}{s} r_2'.$$

Поэтому определение величины тока в роторе при его вращении со скольжением s можно произвести, как для неподвижного ротора, но считая, что в каждую фазу ротора включено дополнительное сопротивление

$$r_2' \frac{1-s}{s}.$$

Так как мощность ротора при вращении P_i

$$P_i = m_2 I_2^2 r_2 + P_2$$

слагается из потерь в роторе и мощности на валу P_2, то при замене вращающегося двигателя эквивалентным неподвижным

$$P_i = m_1 I_2'^2 \frac{r_2'}{s} = m_2 I_2^2 \frac{r_2}{s} = m_2 I_2^2 r_2 + m_2 I_2^2 r_2 \frac{1-s}{s}.$$

Из сравнения выражений мощности ротора вращающегося двигателя при нагрузке и эквивалентного неподвижного будем иметь:

$$P_2 = m_2 I_2^2 r_2 \frac{1-s}{s}.$$

Таким образом мы видим, что потери в дополнительном сопротивлении $r_2 \frac{1-s}{s}$ численно равны мощности на валу двигателя P_2. Неподвижный двигатель не имеет полезной мощности на валу, и поэтому при том же токе и тех же потерях в меди $m_2 I_2^2 r_2$ неподвижный двигатель

только тогда станет эквивалентен по величине мощности вращающемуся, когда в цепь ротора будет введено дополнительное сопротивление такой величины, чтобы потери в нем при прохождении через него тока I_2 полностью равнялись бы полезной мощности на валу вращающегося двигателя.

Найденные основные положения являются весьма важными для теории рабочего процесса асинхронных машин. Они позволяют асинхронную машину с вращающимся ротором при любом скольжении ротора (для двигателя, например, от $s=1$ до $s\approx 0$) в отношении рабочего процесса считать целиком одинаковой с той же машиной в неподвижном состоянии при условии введения в цепь ротора дополнительного сопротивления $r_2\frac{1-s}{s}$. Тогда изучение рабочего процесса вращающегося асинхронного двигателя приводится к изучению рабочего процесса трансформатора с нагрузочным сопротивлением

$$r_2\frac{1-s}{s}.$$

63. Уравнения напряжений и токов для вращающегося двигателя

Для вращающегося двигателя на основании положения об эквивалентности будем иметь следующие два уравнения:

$$\left.\begin{aligned}\dot I_1(r_1+jx_1)-\dot E_1&=\dot U_1,\\ \dot I_2'\left(\frac{r_2'}{s}+jx_2'\right)-\dot E_2'&=0\end{aligned}\right\}\qquad(12,1)$$

или

$$\dot I_2'Z_{2s}'-\dot E_2'=0,\ \text{где}\ Z_{2s}'=\frac{r_2'}{s}+jx_2'.\qquad(12,2)$$

64. Векторные диаграммы вращающегося двигателя

Полученное уравнение является возможным записать с помощью векторов по отношению неподвижной оси времен. Векторная диаграмма вращающегося двигателя будет иметь то же построение, как и для неподвижного двигателя, только в цепи ротора за активное сопротивление фазы следует считать величину:

$$\frac{r_2'}{s}=r_2'+r_2'\frac{1-s}{s}$$

(фиг. 127). Описав на векторе вторичного напряжения $E_2'=E_1$ полуокружность и продолжая вектор тока до пересечения с ней, получим компоненты падения напряжения в сопротивлениях ротора

$$OC=I_2'r_2'\frac{1-s}{s},$$

$$AC=I_2'r_2',$$

$$AB=I_2'x_2'.$$

Мы видим, насколько полезным является высказанный принцип эквивалентности вращающегося ротора с неподвижным. Мы и для двигателя при вращении можем строить векторную диаграмму, как для трансформатора. Следует обратить внимание еще раз на метод приведения сопротивлений фазы ротора и токов ротора к числу витков, постоянным обмоток и числу фаз статора при условии, что величина мощности потерь и падение напряжения ротора остаются теми же. Только после приведения указанных величин является возможным построение одной векторной диаграммы для статора и ротора, а также совместные операции с токами и напряжениями статора и ротора, например, геометрическое сложение векторов тока статора и ротора $\dot I_1$ и $\dot I_2$.

Необходимо отметить, что построение векторных диаграмм для вращающегося двигателя как для эквивалентного неподвижного безусловно определяет требование об одинаковой скорости намагничивающих сил статора и ротора F_1 и F_2 при вращении двигателя, а следовательно, и об их неподвижном положении друг относительно друга.

Без этого условия невозможны в двигателе образование рабочего потока Ф при нагрузке как результата геометрического сложения намагничивающих сил статора и ротора и, как далее будет доказано, образование постоянного момента двигателя.

Действительно, скорость намагничивающей силы F_2 ротора слагается из электрической скорости поля ротора

$$n_{2s}=sn_1$$

и скорости самого ротора

$$n_2=n_1(1-s).$$

Тогда результирующая скорость намагничивающей силы F_2 ротора равна

$$n=n_2s+n_1(1-s)=n_1$$

и равна скорости намагничивающей силы поля статора F_1 в двигателе.

Из рассмотренного в § 62 принципа эквивалентности вращающегося и неподвижного двигателя следует, что для вращающегося двигателя можно построить пространственную диаграмму. Эта пространственная диаграмма будет иметь то же построение, как на фиг. 128, только сдвиг фаз роторного тока будет определяться из условия

$$\operatorname{tg}\psi_{2s}=\frac{x_2'\cdot s}{r_2'}.$$

65. Аналитическое исследование рабочего процесса асинхронного двигателя при нагрузке

Определение величины токов и напряжений можно произвести из основных уравнений (см. § 57 и § 63), которые для вращающегося двигателя будут иметь вид

$$\dot I_1r_1+j\omega_1L_{полн\,1}\dot I_1+j\omega_1M\dot I_2=\dot U_1$$

и

$$\dot I_2r_2+j\omega_2L_{полн\,2}\dot I_2+j\omega_2M\dot I_1=0,$$

где

r_1 и r_2 — активные сопротивления фазы статора и ротора;

$L_{полн\,1}$ и $L_{полн\,2}$ — полные коэфициенты самоиндукции фазы статора и ротора (гл. 5, § 33);

M — коэфициент взаимоиндукции фаз;

ω_1 — частота токов статора;

ω_2 — частота токов ротора.

Подставив вместо ω_2

$$\omega_2 = \omega_1 \cdot s,$$

будем иметь

$$\dot{I}_1 r_1 + \dot{I}_1 j\omega_1 L_{полн\,1} + Mj\omega_1 \dot{I}_2 = \dot{U}_1,$$

$$\dot{I}_2 r_2 + \dot{I}_2 j\omega_1 s L_{полн\,2} + j\omega_1 s M \dot{I}_1 = 0.$$

В основных уравнениях переход к неподвижному ротору осуществляется весьма просто; если разделить уравнение для ротора на s, то получим уравнение для эквивалентного неподвижного ротора с величиной сопротивления $\frac{r_2}{s}$.

Разрешая эти уравнения, мы получаем величину токов статора и ротора в виде

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1\left(\frac{r_2}{s} + j\omega_1 L_{полн\,2}\right)}{(r_1 + j\omega_1 L_{полн\,1})\left(\frac{r_2}{s} + j\omega_1 L_{полн\,2}\right) + \omega_1^2 M^2}$$

и

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_1(-j\omega_1 M)}{(r_1 + j\omega_1 L_{полн\,1})\left(\frac{r_2}{s} + j\omega_1 L_{полн\,2}\right) + \omega_1^2 M^2}.$$

Другим путем величины токов статора и ротора, а также мощность двигателя определяются из уравнений (12, 1) и (12, 2) § 63.

Введем сопротивление, связывающее э. д. с. рабочего потока в обмотках с током холостого хода I_0,

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_2' = \dot{I}_0 Z_0.$$

Определим величину тока ротора:

$$\dot{I}_2' = \frac{\dot{E}_2'}{Z_{2s}'} = \frac{\dot{E}_1}{Z_{2s}'}.$$

Величина тока в фазе статора

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}_2')$$

или

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{E}_1}{Z_{2s}'} + \frac{\dot{E}_1}{Z_0} = \dot{E}_1 \frac{Z_{2s}' + Z_0}{Z_0 Z_{2s}'} \qquad (12,3)$$

и напряжение на зажимах двигателя

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1,$$

где

$$Z_1 = r_1 + jx_1.$$

Подставив вместо $\dot{I}_1$ его значение из (12,3), будем иметь

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_1 + \dot{E}_1\left(\frac{1}{Z_{2s}'} + \frac{1}{Z_0}\right) Z_1 = \dot{E}_1\left(1 + \frac{Z_1}{Z_{2s}'} + \frac{Z_1}{Z_0}\right),$$

или

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_1\left(\frac{Z_1}{Z_{2s}'} + \frac{Z_0 + Z_1}{Z_0}\right) = \dot{E}_1\left(\frac{Z_1}{Z_{2s}} + \dot{a}\right).$$

Из последнего выражения определяем величину $\dot{E}_1$:

$$\dot{E}_1 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{a} + \frac{Z_1}{Z_{2s}'}},$$

или

$$\dot{E}_1 = \frac{\dot{U}_1 Z_{2s}'}{Z_1 + \dot{a} Z_{2s}'} = \frac{\dot{U}_1\left(\frac{r_2'}{s} + jx_2'\right)}{(r_1 + jx_1) + \dot{a}\left(\frac{r_2'}{s} + jx_2'\right)}.$$

Заменяя комплексные выражения, получим, считая, что $\dot{a} \approx a$, арифметическую величину $\dot{E}_1$:

$$E_1 = U_1 \sqrt{\frac{\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2 + x_2'^2}{\left(r_1 + a\frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + ax_2')^2}}. \qquad (12,4)$$

Положим $s = 0$, тогда для режима холостого хода

$$\dot{E}_{1_{s=0}} = \frac{\dot{U}}{\dot{a}} = \frac{\dot{U}_1}{Z_0 + Z_1} \cdot Z_0,$$

где

$$\dot{a} = \frac{Z_0 + Z_1}{Z_0}.$$

Таким образом величина $\dot{a}$ является отношением напряжения на клеммах к э. д. с. потока при синхронизме $s = 0$.

Ток в роторе равен

$$\dot{I}_2' = \frac{\dot{E}_1}{Z_{2s}'};$$

подставляя вместо $\dot{E}_1$ найденное его значение, получим

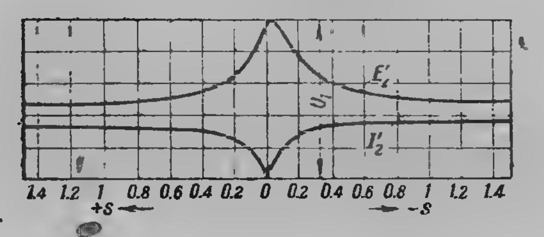
$$\dot{I}_2' = \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + \dot{a} Z_{2s}'}.$$

Арифметическая величина тока I_2', если заменить комплексные выражения действительными, будет равна

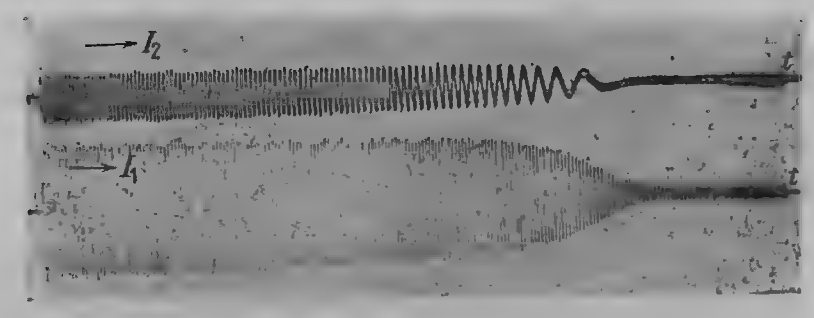
$$\dot{I}_2' = \frac{\dot{U}_1}{\sqrt{\left(r_1 + a\frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + ax_2')^2}}\,.$$

Величина тока холостого хода

$$\dot{I}_0 = \dot{E}_1 \frac{1}{Z_0} = \dot{U}_1 \frac{Z_{2s}'}{(Z_1 + Z_{2s}' \dot{a})\, Z_0}$$



Фиг. 129.

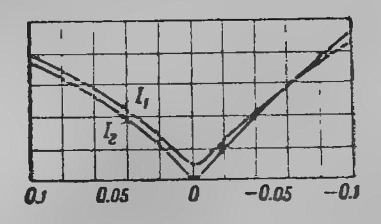


Фиг. 130.

и ток статора

$$\dot{I}_1 = \dot{E}_1 \left(\frac{1}{Z_{2s}'} + \frac{1}{Z_0}\right) = \dot{U}_1 \frac{Z_0 + Z_{2s}'}{Z_0 (Z_1 + \dot{a} Z_{2s}')} \approx \dot{U}_1 \frac{Z_0 + Z_{2s}'}{Z_0 (Z_1 + a Z_{2s}')}\,.$$

На фиг. 129 представлена найденная с помощью этих уравнений величина $E_2' = E_1$ и I_2' в зависимости от скольжения. Мы видим, что в обе стороны от $s = 0$ в сторону положительных и отрицательных значений величина E_1 сначала быстро спадает, а затем асимптотически приближается к некоторому значению. Мы можем себе мыслить, что ветви кривой E_1 замыкаются при $s = \infty$ в бесконечности. При $s = 0$ величина E_1 достигает наибольшего значения, весьма близкого к напряжению на зажимах и отличающегося от него на величину падения напряжения в сопротивлении статора Z_1 от тока холостого хода. Кривая тока ротора I_2 в обе стороны от $s = 0$ быстро поднимается от нуля, а затем медленно приближается к своему предельному значению при $s = \infty$, т. е. к идеальному току короткого замыкания. На фиг. 130 представлена осциллограмма токов статора I_1 и ротора I_2 при разбеге двигателя.



Фиг. 131.

На фиг. 131 показано совместное протекание токов I_2' и I_1 при скольжениях s от $+0{,}1$ до $-0{,}1$. При синхронизме $s = 0$ ток статора $I_1 = I_{01}$.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

КРУТЯЩИЙ МОМЕНТ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

66. Величина крутящего момента и выражение мощности двигателя

Выше было найдено, что величина мощности, переданной вращающимся полем ротору, выражается

$$P_1 = M\omega_{1n} = \frac{I_2^2 r_2}{s} m_2 = m_1 \frac{I_2'^2 r_2'}{s} \qquad (13,1)$$

для m_2-фазного ротора. Будем считать угловую скорость вращающегося поля ω_m постоянной, тогда величина мощности P_1, переданной ротору, будет пропорциональна величине момента. Часть этой мощности идет на покрытие потерь в меди ротора:

$$m_2 I_2^2 r_2 = m_1 I_2'^2 r_2',$$

и величина мощности на валу

$$P_2 = m_1 I_2'^2 r_2' \frac{1-s}{s} = P_1(1-s).$$

Если подставить в выражение (13,1) величину тока I_2', будем иметь

$$P_1 = \frac{m_1 E_1^2 \frac{r_2'}{s}}{\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2 + x_2'^2}. \qquad (13,2)$$

Если подставить в выражение (13,2) величину E_1 из (12,4), то будем иметь

$$P_1 = \frac{m_1 U_1^2 \frac{r_2'}{s}}{\left(r_1 + a\frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + ax_2')^2}.$$

Величина момента на валу двигателя равна

$$M = \frac{P_1}{\omega_{1n}} = \frac{m_1 U_1^2 \frac{r_2'}{s}}{\left[\left(r_1 + a\frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + ax_2')^2\right]\omega_{1n}}$$

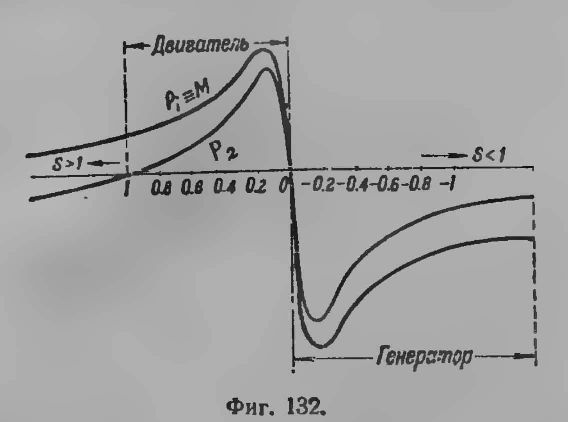
или, так как угловая скорость вращающегося поля статора

$$\omega_{1n} = \frac{2\pi f_1}{p},$$

$$M = \frac{m_1 U_1^2 \frac{r_2'}{s} \cdot p}{\left(r_1 + a\frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + ax_2')^2 \, 2\pi f_1 \cdot 9{,}81} \text{ kgm.} \qquad (13,3)$$

Величина мощности на валу двигателя

$$P_2 = \frac{mU_1^2 \frac{r_2'}{s}(1-s)}{\left(r_1 + a\frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + ax_2')^2}.$$



Фиг. 132.

Если вычесть из величины мощности на валу механические потери $p_{мех}$, то мы получим величину полезной мощности на валу

$$P_2' = P_2 - p_{мех}.$$

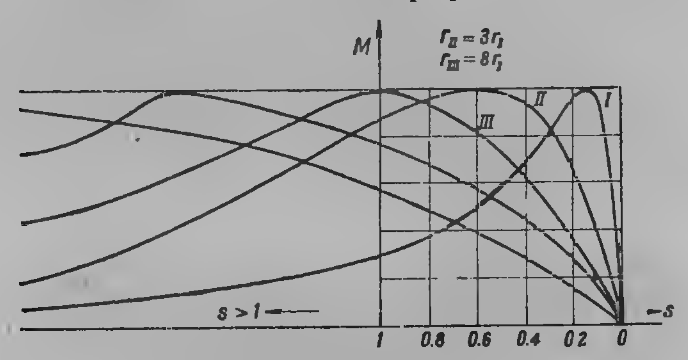
На фиг. 132 представлены кривые P_2 и M в зависимости от скольжения s. При синхронизме величины момента M и мощности на валу P_2 равняются нулю; с возрастанием скольжения M и P_2 быстро растут, достигая своего максимального значения. Однако максимум момента и мощности на валу двигателя имеет место не при одной и той же скорости ротора. Далее, при увеличении скольжения s, величины момента M и мощности на валу двигателя P_2 также уменьшаются. При $s = 1$, т. е. при неподвижном роторе, величина момента M имеет некоторую конечную величину, величина же мощности P_2 на валу двигателя равна нулю. Максимум момента разделяет кривую момента на устойчивую и неустойчивую часть. Найдем величину максимального момента M_{max}. Возьмем производную от выражения (13,3) и приравняем ее нулю. Условие максимума будет выполнено, когда скольжение будет равно

$$s_{M=\max} = \pm \frac{ar_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + ax_2')^2}}.$$

Подставив эту величину $s_{M=\max}$ в уравнение момента (13,3), получаем

$$M_{\max} = \frac{m_1 U_1^2 p}{2a\left[r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + a x_2')^2}\right] 2\pi f_1 \cdot 9{,}81}\ \text{kgm}. \qquad (13{,}4)$$

Из выражения (13,4) мы видим, что величина максимального момента двигателя не зависит от сопротивления ротора и тем больше, чем меньше величины реактивных сопротивлений x_1 и x_2, а также активное сопротивление статора. Однако из выражения для s при $M_{\max}$ мы видим, что двигатель развивает максимальный момент при тем большем скольжении и соответственно меньшей скорости ротора, чем больше сопротивление ротора. На фиг. 133 приведены кривые момента асинхронного двигателя в зависимости от скольжения при различных величинах актив-



Фиг. 133. Кривые моментов асинхронного двигателя в зависимости от скольжения при различном активном сопротивлении ротора $r_{II} = 3r_I$, $r_{III} = 8r_I$.

ного сопротивления ротора. Чем больше активное сопротивление ротора, тем все более пологими делаются кривые крутящих моментов в их устойчивой части. Если положить в уравнении $(s_{M=\max})s = 1$, то мы получим величину активного сопротивления ротора, при котором двигатель развивает максимальный момент в неподвижном состоянии, т. е. при пуске

$$r_2' = \frac{1}{a}\sqrt{r_1^2 + (x_1 + a x_2')^2}.$$

Если активное сопротивление ротора будет больше этой величины, то пусковой момент снова станет меньше максимального, а максимум моментов переместится в зону скольжений $s > 1$ (фиг. 133). Рабочий режим асинхронной машины при $s > 1$ будет разобран в гл. 18.

Из рассмотрения фиг. 132 мы видим, что кривые $M \equiv P_1$ и P_2 имеют примерно аналогичное протекание и в зоне отрицательных скольжений $s < 0$. В гл. 17 будет показано, что при $s < 0$ асинхронная машина работает как генератор.

Начальный момент двигателя получим из выражения моментов, положив $s = 1$,

$$M_{пуск} = \frac{m_1 U_1^2 r_2'}{(r_1 + a r_2')^2 + (x_1 + a x_2')^2}\,\frac{p}{2\pi f_1}\,\frac{1}{9{,}81}\ \text{kgm}.$$

или

$$M_{пуск} = \frac{m_2 E_2'^2 r_2'}{r_2'^2 + x_2'^2} = m_2 I_2'^2 r_2' \frac{p}{2\pi f_1}\,\frac{1}{9{,}81}\ \text{kgm},$$

т. е. пропорционален потерям от токов ротора.

Полезная мощность на валу неподвижного двигателя равна нулю ($P_2 = 0$ при $s = 1$).

Аналогично, как для момента, является возможным найти величину максимальной мощности на валу двигателя $P_{2\max}$, если найти, пользуясь уравнением:

$$\frac{dP_2}{ds} = 0.$$

Из уравнения находится скольжение ротора, при котором мощность на валу двигателя достигает максимума:

$$s_{P_2=\max} = \frac{a r_2'}{a r_2' \pm \sqrt{(r_1 + a r_2')^2 + (x_1 + a x_2)^2}}.$$

Знак плюс соответствует работе машины двигателем.

Максимальная мощность на валу ротора будет

$$P_{2\max} = \frac{m_1 U_1^2}{2a\left[(r_1 + a r_2') + \sqrt{(r_1 + a r_2')^2 + (x_1 + a x_2')^2}\right]}.$$

Мы видим, что максимальная мощность на валу двигателя зависит не только от активного сопротивления статора, но и ротора, а также и реактивных сопротивлений. Таким образом, чтобы получить хорошую перегрузочную способность, необходимо выполнить двигатель с возможно малым активным сопротивлением ротора. В то же время, для того чтобы получить максимальный начальный момент, необходимо иметь ротор с большим активным сопротивлением. Эти два требования заставляют для двигателей большой мощности выполнять ротор с кольцами, к которым присоединяют концы обычно трех фаз ротора. К кольцам ротора с помощью щеток присоединяется на время пуска активное сопротивление в каждую фазу ротора, так называемый реостат. По окончании пуска и установлении режима реостат выводится, и фазы ротора коротко замыкаются. Для двигателей средней и малой мощности применение реостата удорожает двигатель и в то же время двигатель с трехфазным ротором получается менее экономичным, чем тот же двигатель с многофазным ротором. Поэтому в настоящее время двигатели средней и малой мощности выполняются с короткозамкнутым ротором, причем увеличение начального момента достигается особыми пусковыми методами.

Величину крутящего момента асинхронного двигателя также является возможным выразить с помощью общего уравнения через коэфициенты самоиндукции и взаимоиндукции. Выражение для токов статора и ротора имеет вид (см. § 65)

$$\dot{I}_1 = \frac{\left(\frac{r_2}{s} + j\omega_1 L_{полн\,2}\right)\dot{U}_1}{(r_1 + j\omega_1 L_{полн\,1})\left(\frac{r_2}{s} + j\omega L_{полн\,2}\right) + \omega_1^2 M^2}$$

и

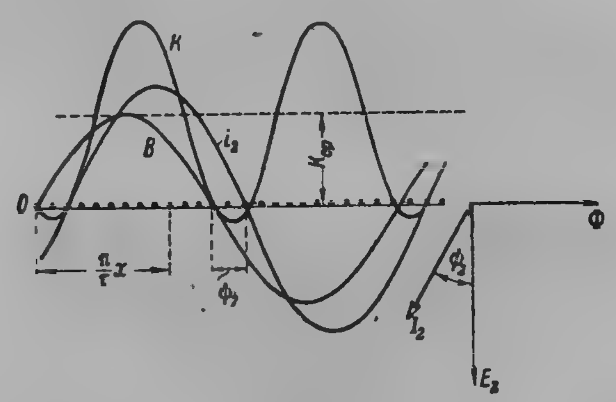
$$\dot{I}_2 = \frac{-j\omega_1 M \dot{U}_1}{(r_1 + j\omega_1 L_{полн\,1})\left(\frac{r_2}{s} + j\omega L_{полн\,2}\right) + \omega_1^2 M^2},$$

откуда

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_1 \frac{-j\omega_1 M}{\frac{r_2}{s} + j\omega_1 L_{полн\,2}}.$$

Выражение крутящего момента

$$M_{кр} = m_2 I_2^2 \frac{r_2}{s \cdot \omega_{1\,n} 9{,}81} = m_2 I_1^2 \frac{\omega_1^2 M^2 \frac{r_2}{s}}{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + (\omega_1 L_{полн\,2})^2} \cdot \frac{1}{\omega_{1\,n} 9{,}81}\ \text{kgm}.$$



Фиг. 134.

До сих пор величину крутящего момента мы определяли из величины мощности, переданной на ротор. Определим теперь крутящий момент двигателя из расчета взаимодействия между потоком и токами ротора путем подсчета механических усилий, действующих на провода ротора. Из пространственной диаграммы (фиг. 128) мы видим, что волна рабочего потока Φ и волна тока I_2' в проводах ротора в данное мгновение смещены друг относительно друга на угол ψ_2, который определяется из

$$\operatorname{tg} \psi_2 = \frac{x_2' \cdot s}{r_2'}.$$

В развернутом виде синусоида потока и синусоида мгновенных значений токов в проводах ротора по длине полюсного деления представлена на фиг. 134. На провод ротора, находящийся на расстоянии x от точки O вращающегося поля, действует сила, равная

$$k = 0{,}1 l \cdot i_1 B_x = 0{,}1 l I_2 \sqrt{2} \sin(\alpha - \psi_2) B_m \sin \alpha \text{ дин},$$

где

$$\alpha = \frac{\pi}{\tau} x.$$

Таким образом кривая k, представляющая произведение ординат синусоид потока и тока, изображает механическую силу, действующую на провода ротора в данный момент. Кривая распределения механических сил одинакова для различных моментов времени и перемещается вместе с кривой поля с угловой скоростью $\omega_{1\,n}$. Отсюда следует, что многофазные асинхронные двигатели дают для данной нагрузки постоянное окружное усилие и постоянный момент вращения независимо от положения ротора. Так как кривая механических сил перемещается вместе с кривой поля, то механическая сила k, действующая на провод, в зависимости от положения в магнитном потоке меняется для каждого провода в пределах от 0 до $0{,}1\sqrt{2}\, l I_2 B_m$ дин. Среднее значение механической силы для каждого провода будет равно

$$k_{ср} = 0{,}1\sqrt{2}\, l I_2 B_m \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin\alpha \sin(\alpha - \psi_2) \cdot d\alpha = \frac{0{,}1\sqrt{2}}{2} l I_2 B_m \cos\psi_2.$$

Если у ротора на окружности расположено z_2 проводов, то окружное усилие будет

$$k = z_2 k_{ср} = \frac{0{,}1\sqrt{2}}{2} z_2 I_2 l B_m \cos\varphi_2 \text{ дин}.$$

Момент вращения будет равняться окружному усилию k, умноженному на радиус R:

$$R = \frac{2p\tau}{2\pi}.$$

Момент вращения будет равен

$$M = k \cdot R = \frac{0{,}1\sqrt{2}}{2} l z_2 I_2 B_m \cos\psi_2 \cdot \frac{2p\tau}{2\pi} = \frac{0{,}1\sqrt{2}}{4} p z_2 \cdot I_2 \left(\frac{2}{\pi}\tau l B_m\right)\cos\psi_2 =$$

$$= \frac{0{,}1\sqrt{2}}{4} p z_2 I_2 \Phi \cos\psi_2 \text{ эрг},$$

или

$$M = \frac{0{,}1\sqrt{2}}{4 \cdot 9{,}81 \cdot 10^7} \cdot p \cdot z_2 I_2 \Phi \cos\psi_2\ \text{kgm},$$

окончательно

$$M = 0{,}036\, p z_2 \cdot I_2 \cdot \Phi \cos\psi_2\, 10^{-8}\ \text{kgm}.$$

Таким образом мы получили для момента асинхронного двигателя, что момент двигателя, как и в других машинах,

$$M = \text{const}\,(\Phi \cdot I_2) \cdot \cos\psi_2$$

пропорционален произведению величины потока двигателя на действующее значение тока в фазе статора и на косинус угла сдвига фаз между э. д. с. и током ротора. Чем больше сдвиг фаз тока $\dot{I}_2$ в роторе, тем меньше величина крутящего момента двигателя. Последним наглядно поясняется пространственная диаграмма двигателя. Если бы в роторе не было сдвига фаз, $\psi_2 = 0$, то волна потока и волна тока в роторе на про-

тяжении полюсного деления не были бы сдвинуты друг относительно друга и кривая k механических сил, приложенных к ротору, имела бы наибольшее среднее значение. При сдвиге фаз в 90° ($\psi_2 = 90$) волны потока и тока I_2 ротора будут смещены друг относительно друга на угол 90°, и кривая k механических сил, приложенных к ротору, имела бы среднее значение, равное нулю. Таким образом станет физически понятно введение в цепь ротора в момент пуска активных сопротивлений, которые уменьшают сдвиг фаз и при меньшем пусковом токе создают больший пусковой крутящий момент.

Рассмотрим теперь случай трехфазной обмотки на роторе. Так как при трехфазной обмотке определенная часть проводов на протяжении полюсного деления обтекается током одной и той же фазы, то в смысле распределения по окружности ротора токов мы будем иметь в сущности шестифазную обмотку только с распределенными на каждой $^1/_3$ полюсного деления проводами. Если мы заменим все витки каждой фазы одной катушкой, то, как известно, эта катушка будет иметь не w витков, а $k_1''w$ витков, где k_1'' — обмоточный коэфициент ротора, а вся трехфазная обмотка в электромагнитном отношении будет представляться шестифазной обмоткой с z_2k_1'' проводами на периферии ротора.

Применяя в этом случае формулу момента для многофазной обмотки ротора, подставив только вместо z_2 z_2k_1'' проводов, будем иметь

$$M = 0{,}036\, p \cdot z_2 I_2 k_1'' \Phi \cos\psi_2\, 10^{-8} \text{ kgm}.$$

Найденную формулу можно получить также, исходя из величины мощности, переданной на ротор.

Величина момента в этом случе равна

$$M = m_2 I_2^2 \left(\frac{r_2}{s}\right) \frac{p}{2\pi f_1 \cdot 9{,}81} \text{ kgm}$$

или

$$M = m_2 I_2 E_2 \frac{\frac{r_2}{s}}{Z_{2s}} \cdot \frac{p}{2\pi f_1 \cdot 9{,}81} \text{kgm},$$

$$M = m_2 I_2 E_2 \cos\psi_2 \frac{p}{2\pi f_1 \cdot 9{,}81} \text{ kgm}$$

или

$$M = \frac{m_2 \cdot 2{,}22\, k_1'' f_1 z_2' \Phi \cdot 10^{-8} I_2 \cos\psi_2 p}{2\pi f_1 \cdot 9{,}81} \text{ kgm},$$

где z_2' — число проводов в одной фазе, а $m_2 z_2' = z_2$ — число всех проводов ротора.

Окончательно

$$M = 0{,}036\, k_1'' p z_2 I_2 \Phi \cos\psi_2 \cdot 10^{-8} \text{ kgm}.$$

Таким образом мы получили ранее найденную формулу крутящего момента, но исходя теперь из уравнений мощности, переданной вращающимся потоком на ротор. Следует указать, что теория эквивалентного неподвижного двигателя более простым путем определяет основные соотношения момента и мощности ротора.

67. Уравнения крутящего момента асинхронного двигателя по Клоссу

Возьмем отношение момента асинхронного двигателя M к максимальному. Будем иметь

$$\frac{M}{M_{max}} = \frac{r_2' 2a \left[r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + a x_2')^2}\right]}{s\left[\left(r_1 + a\frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + a x_2')^2\right]}.$$

Обозначим $s_{M\text{-}max}$ сокращенно s_m.

Согласно исследованию § 66 будем иметь

$$\sqrt{r_1^2 + (x_1^2 + a x_2')^2} = \frac{a r_2'}{s_m}.$$

Подставляя в отношение $\frac{M}{M_{max}}$, получим

$$\frac{M}{M_{max}} = \frac{2 r_2' a \left[r_1 + \frac{a r_2'}{s_m}\right]}{s\left[\frac{a^2 r_2'^2}{s_m^2} + \frac{a^2 r_2'^2}{s^2} + \frac{2 r_1 r_2' a}{s}\right]}.$$

Положим $r_1 = 0$ и

$$a = \frac{Z_0 + Z_1}{Z_0} \approx 1.$$

Тогда будем иметь

$$\frac{M}{M_{max}} = \frac{2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}},$$

где

$$s_m \approx \frac{r_2'}{(x_1 + x_2')}$$

— известное уравнение, которым часто пользуются при практических исследованиях, в частности — Рюденберг

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

КРУГОВЫЕ ДИАГРАММЫ АСИНХРОННЫХ МАШИН

68. Диаграмма магнитных потоков (Гейланда)

Рассмотрим теперь более детально величину потоков двигателя при нагрузке. Диаграммы магнитных потоков являются классическим методом исследования и особенно ценны в тех случаях, когда требуется произвести качественное исследование рабочих свойств асинхронной машины. В основу их построения положен ряд допущений, а именно предполагается, что активное сопротивление фазы статора r_1 и потери в железе равны нулю, а также, что магнитная цепь не насыщена. Далее, диаграмма магнитных потоков предполагает синусоидальными потоки двигателя по времени и пространству.

Возьмем оси координат и отложим по вертикальной оси в известном масштабе вектор противоположный э. д. с. потока статора — E_{01}, который при сделанных допущениях будет равен напряжению сети U_1. На 90° по времени от вектора — E_{01} будет отставать вектор потока в статоре Φ_1.

Рассмотрим холостой ход двигателя; при сделанных предположениях вектор тока холостого хода $\dot{I}_0$ будет отставать на 90° от вектора U_1; следовательно, э. д. с. потоков рассеяния $\dot{I}_0 x_1$ будет в фазе с э. д. с. рабочего потока, и поток рассеяния при холостом ходе Φ_{σ_0} будет в фазе с рабочим потоком Φ, т. е.

$$\Phi_1 = \Phi + \Phi_{\sigma_0} = \overline{OC} + \overline{CE} = \overline{OE}$$

будет являться арифметической суммой (фиг. 135).

Перейдем теперь к нагрузке двигателя. Пусть вектор тока статора согласно векторной диаграмме отстает на угол φ_1 от вектора напряжения сети U_1 и изображается вектором $\dot{I}_1$. В фазе с током будет намагничивающая сила статора F_1 и созданный ею поток рассеяния статора

$$\Phi_{\sigma_1} = L_\sigma I_1 \equiv I_1,$$

где [1]

$$L_{\sigma_1} \approx \tau_1 L_1.$$

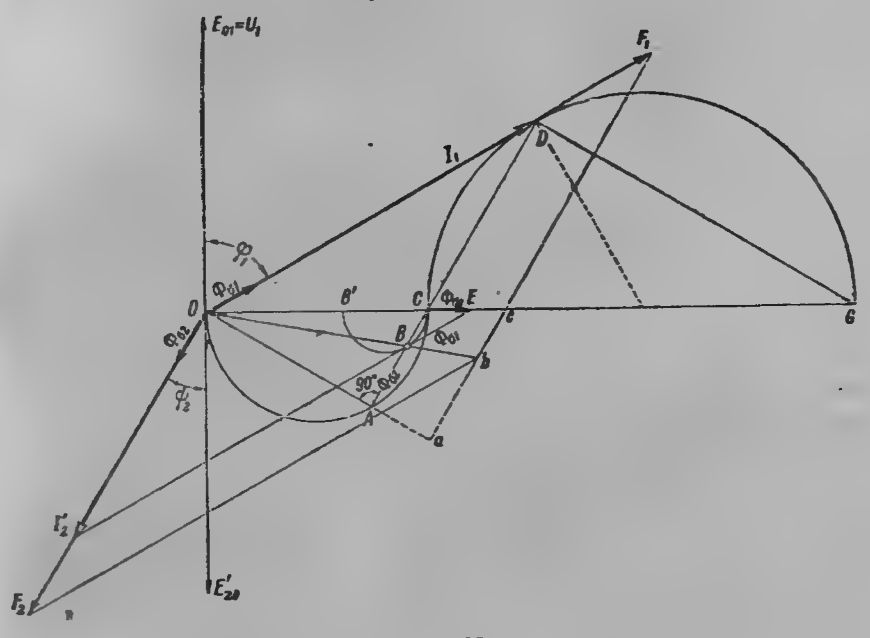
[1] В этой главе, как и в дальнейшем, под τ_1 или τ_2 будем понимать коэфициент рассеяния обмотки от всех потоков рассеяния: $\Phi_{\sigma n} + \Phi_{\sigma в} +$ потоки двойного рассеяния.

Так как $r_1 = 0$ и $E_{01} = U_1 = \text{const}$, то поток статора Φ_1

$$\Phi_1 = \Phi + \Phi_{\sigma_1} = \text{const}$$

при всех нагрузках двигателя и равен отрезку $\overline{OC} + \overline{CE} = \overline{OE}$. Таким образом как при холостом ходе, так и при нагрузке поток в железе статора является суммой рабочего потока двигателя и потоков рассеяния обмотки статора.

Отложим от конца вектора потока $\dot{\Phi}_1$ вектор, по величине равный потоку рассеяния статора $\dot{\Phi}_{\sigma_1}$, и соединим точку O с концом вектора



Фиг. 135.

$\dot{\Phi}_{\sigma_1}$. Полученный отрезок $\overline{OB}$ будет изображать по фазе вектор рабочего магнитного потока Φ при данной нагрузке, наводящий в обмотках статора и ротора э. д. с. E_1 и $E_2' = E_1$; э. д. с. E_2' вызывает в каждой фазе замкнутого симметричного ротора ток $\dot{I}_2'$, отстающий от э. д. с. E_2' на угол ψ_2. В фазе с током $\dot{I}_2'$ по времени будет намагничивающая сила ротора F_2 и поток рассеяния ротора Φ_{σ_2}. Геометрическая сумма намагничивающих сил статора и ротора $\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0 = \overline{Ob}$ определяет результирующие ампервитки основной волны рабочего потока Φ. Так же как и поток рассеяния статора, поток рассеяния ротора

$$\Phi_{\sigma_2} = \tau_2 \Phi.$$

Отложив его по величине и по фазе от конца вектора Φ, мы найдем вектор потока $\Phi_2 = \overline{OA}$, наводящего в обмотке ротора э. д. с. E_{2a}', иду-

щую на преодоление активного падения напряжения в роторе. Так как поток Φ_2 опережает э. д. с. E_{20}', им наведенную, на 90° и так как ток ротора $\dot{I}_2'$ в фазе с э. д. с. E_{20}', то отсюда можно заключить, что угол между вектором тока ротора $\dot{I}_2'$ и потоком Φ_2 прямой. Отрезок $\overline{AB}$ параллелен вектору тока I_2'. Следовательно, и угол OAB также прямой. Отсюда следует, что при любых значениях тока статора угол у точки A сохраняется прямым. Поэтому при изменении тока статора $\dot{I}_1$, а следовательно, нагрузки, точка A перемещается по окружности, описанной на отрезке $\overline{OC}$, равном в соответствующем масштабе основной волне рабочего потока при холостом ходе Φ. Точно так же можно доказать, что точка B перемещается по окружности.

Продолжив отрезок $\overline{AB}$ до пересечения с линией $\overline{OC}$, можно доказать, что он пересечет эту линию в точке C. Пусть вектор тока статора при выбранном нами масштабе имеет такую величину, что конец его совпадает с продолжением той же линии $\overline{AB}+\overline{BC}$. Тогда отрезок $\overline{OB}$ будет также равен по величине току холостого хода для возбуждения потока Φ, а отрезок $\overline{BD}$ току $-I_2'$. Рассмотрим подобные треугольники BCE и OCD; из них видно, что

$$\frac{\overline{OC}}{\overline{CE}}=\overline{OD}:\overline{BE}=\frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_1\tau_1}=\frac{1}{\tau_1},$$

т. е. продолжение линии AB действительно проходит через точку C, делящую отрезок $\overline{OE}$ в отношении $\frac{1}{\tau_1}$ $(\overline{OE}=\overline{OC}+\overline{CE}=\Phi+\Phi_{\sigma_0}\approx 1+\tau_1)$.

Далее из подобия тех же треугольников

$$\frac{\overline{BC}}{\overline{CD}}=\frac{\tau_1}{1},$$

отсюда

$$\overline{BC}=\overline{CD}\frac{\tau_1}{1}=\overline{BD}\,\frac{\tau_1}{1+\tau_1}=I_2'\,\frac{\tau_1}{1+\tau_1}.$$

Следовательно,

$$\overline{CD}=I_2'\,\frac{1}{1+\tau_1}.$$

Так как

$$\overline{AB}=I_2'\tau_2,$$

следовательно,

$$\frac{\overline{AB}}{\overline{BC}}=\frac{I_2'\tau_2}{I_2'\frac{\tau_1}{1+\tau_1}}=\frac{\tau_2+\tau_1\tau_2}{\tau_1}=\text{const}.$$

Таким образом отрезки $\overline{AB}$ и $\overline{BC}$ находятся в постоянном отношении; следовательно, при движении конца вектора $\overline{AB}$ точка A перемещается по окружности OAC, точка B также перемещается по окружности CBB'. Диаметр окружности CBB' находится из следующих соображений: когда ток статора будет отставать от напряжения на клеммах на 90°, то точка A придет в точку O и отрезок $\overline{CO}$, равный в этом случае $\overline{CO}=\overline{AB}+\overline{BC}$, также разделится в отношении $(\tau_2+\tau_2\tau_1):\tau_1$, т. е.

отрезок $\overline{CB'}$ будет являться диаметром окружности, по которому перемещается точка B при одновременном движении точки A по окружности OAC. Найденное построение позволяет находить для любой нагрузки и тока асинхронного двигателя векторы потоков рассеяния Φ_{σ_1} и Φ_{σ_0} и рабочего потока Φ; рабочий поток, изображаемый вектором $\overline{OB}$, перемещается по окружности OBC, поток рассеяния статора Φ_{σ_1}, представленный вектором $\overline{BE}$, перемещается по той же окружности; отрезок $\overline{AB}$ между окружностями OAC и $B'BC$ в то же время представит по величине и фазе поток рассеяния ротора Φ_{σ_2}. Из диаграммы магнитных потоков является возможным определить не только величину и фазу каждого потока в отдельности, но и относительную величину их при различных нагрузках. Для того чтобы подробнее осветить величины потоков при различных токах статора, найдем сначала закон изменения самого тока статора I_1'. Определим величину отрезка $\overline{AC}$

$$\overline{AC}=\overline{AB}+\overline{BC},$$

или, подставляя величины отрезков $\overline{AB}$ и $\overline{BC}$, будем иметь

$$\overline{AC}=I_2'\tau_2+I_2'\,\frac{\tau_1}{1+\tau_1},$$

или

$$\overline{AC}=I_2'\left(\tau_2+\frac{\tau_1}{1+\tau_1}\right)=[(\tau_1+\tau_2+\tau_1\tau_2):(1+\tau_1)]\,I_2'.$$

Определим отношение отрезков $\overline{AC}:\overline{CD}$:

$$\overline{AC}:\overline{CD}=I_2'\frac{\tau_1+\tau_2+\tau_1\tau_2}{1+\tau_1}:I_2'\,\frac{1}{1+\tau_1},$$

или

$$\overline{AC}:\overline{CD}=(\tau_1+\tau_2+\tau_1\tau_2):1.$$

Таким образом отрезки $\overline{AC}$ и $\overline{CD}$ находятся в постоянном отношении, и если точка A движется по окружности, то точка D — конец вектора первичного тока I_1, лежит также на некоторой окружности. Диаметры окружности OAC и окружности тока $\dot{I}_1$ относятся, как отрезки $\overline{AC}:\overline{CD}$. Когда ток статора I_1 будет отставать от напряжения на клеммах на угол, равный 90°, точка A переместится по окружности OAC в точку O, а точка D в точку G. Отсюда отношение диаметров

$$\overline{OC}:\overline{CG}=(\tau_1+\tau_2+\tau_1\tau_2):1=\tau:1.$$

Графически точка G находится на пересечении продолжения линии OC с линией, параллельной линии $\overline{OA}$. Точка G независимо от нагрузки — постоянная точка диаграммы.

Отрезок $\overline{OC}$ в принятом масштабе является намагничивающим током I_{01} при синхронном холостом ходе $s=0$. Таким образом, если намагничивающий ток холостого хода $\dot{I}_{01}$ (при $s=0$) разделить на полный коэфициент рассеяния τ, мы получим диаметр окружности токов

$$\overline{CG}=\frac{I_{01}}{\tau},$$

где

$$\tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1\tau_2.$$

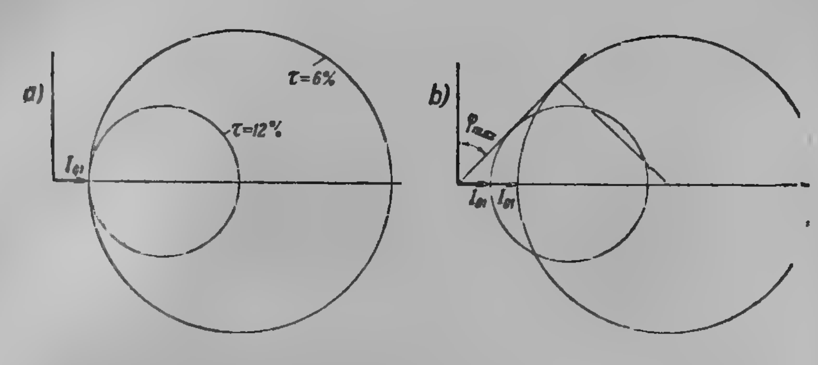
Таким образом при нагрузке вектор тока статора двигателя $\dot{I}_1$ перемещается от точки холостого хода при $s=0$, где он равен $\dot{I}_{01}$, к точке короткого замыкания при $s=1$, где он равен $\dot{I}_k$. При дальнейшем увеличении скольжения, когда $s \to \infty$, ток статора $\dot{I}_1$ перемещается в точку G, где $\dot{I}_1 = \dot{I}_{ki}$, к идеальному току короткого замыкания.

Выяснив закон изменения тока статора вместе с нагрузкой, мы можем для каждого значения полезной мощности на валу двигателя, а также скольжения, пользуясь окружностями потоков OAC и CBB', построить величину и углы векторов рабочего потока и потоков рассеяния, а также построить зависимости потоков Φ_0, Φ_{σ_1} и Φ_{σ_2} от скольжения или полезной мощности двигателя P_2. Как нетрудно видеть из диаграммы магнитных потоков при холостом ходе двигателя $s=0$, поток рассеяния ротора равен нулю. Поток статора Φ_1 распадается на рабочий поток Φ и поток рассеяния в статоре от тока холостого хода $\dot{I}_{01}$. С возрастанием нагрузки потоки рассеяния обмоток статора и ротора Φ_{σ_1} и Φ_{σ_2} увеличиваются, но уменьшается вращающийся рабочий поток Φ.

Если положить, как это имеет место у двигателей средней и большой мощности, что $\Phi_{\sigma_1} \approx \Phi_{\sigma_2}$, то при коротком замыкании $s=1$ (неподвижный двигатель) рабочий поток Φ равен половине своей величины при холостом ходе. При идеальном коротком замыкании, когда вектор тока статора, перемещаясь по окружности токов, приходит в точку G, точка A на окружности потоков приходит в точку O, и весь поток статора распадается на поток рассеяния статора — отрезок $\overline{CB'}$ — и поток рассеяния ротора — отрезок $\overline{B'O}$.

69. Влияние коэфициента рассеяния τ на диаграмму тока

Из рассмотрения окружности тока статора мы видим, что вектор первичного тока I_1 отстает при нагрузке от напряжения на зажимах на угол φ_1, т. е. величина тока статора при всех нагрузках имеет кроме активной реактивную компоненту тока. Следовательно, асинхронный двигатель потребляет из сети кроме рабочего, активного, тока реактивный, намагничивающий, ток, $\cos\varphi$ двигателя меньше единицы. Объясняется физически это тем обстоятельством, что асинхронный двигатель берет ток для возбуждения рабочего потока из сети; при нагрузке двигателя усиливаются потоки рассеяния статора и появляются потоки рассеяния ротора. Потоки рассеяния, так же как рабочий поток, требуют для своего возбуждения из сети реактивный ток. Основные соотношения между величинами главного потока и потоков рассеяния при нагрузке, а также изменение активной и реактивной составляющих тока статора I_1, определяются для каждой нагрузки с помощью найденной диаграммы токов. Влияние рассеяния и величины намагничивающего тока $\dot{I}_{01}$ на величину окружности токов видно на фиг. 136a, где представлены окружности токов, построенные одна для коэфициента рассеяния $\tau = 6\%$, другая для $\tau = 12\%$; на фиг. 136b показаны окружности токов статора при одной и той же величине коэфициентов рассеяния, но при различных намагничивающих токах.



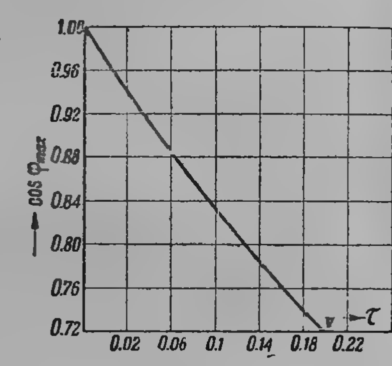
Фиг. 136.

Из рассмотрения диаграммы токов видно, что двигатель будет работать с максимальным коэфициентом мощности, когда вектор тока статора явится касательной к окружности тока. Из фиг. 135 следует

$$\cos\varphi_{max} = \frac{\frac{\overline{CG}}{2}}{\frac{\overline{CG}}{2} + \overline{OC}} = \frac{1}{1+2\tau} = \frac{1}{1+2\frac{\sigma}{1-\sigma}} = \frac{1-\sigma}{1-\sigma+2\sigma} = \frac{1-\sigma}{1+\sigma}.$$

Мы видим, что максимальный коэфициент мощности $\cos\varphi_{max}$ зависит только от коэфициента рассеяния двигателя и не зависит от величины намагничивающего тока. Вот почему при разных намагничивающих токах, но при одном и том же коэфициенте рассеяния двигателя мы получаем (фиг. 136, b) общую касательную для окружностей.

На фиг. 137 приведена величина максимального коэфициента мощности в зависимости от коэфициента рассеяния двигателя.



Фиг. 137.

70. Способы определения коэфициента рассеяния τ

Для определения коэфициента рассеяния двигателя был предложен ряд эмпирических формул. Из круговой диаграммы фиг. 135

$$\tau = \frac{\overline{OG} - \overline{CG}}{\overline{OG}},$$

по Беренду

$$\tau = C\frac{\delta}{t_p}.$$

Здесь: C — постоянная;

δ — величина воздушного зазора в mm;

t_p — полюсное деление.

Значения C приведены в табл. 8.

Таблица 8

Чистая длина железа в % от полюсного деления	Открытые пазы	Полностью закрытые пазы
150	6,0	12,5
140	6,2	12,6
130	6,4	12,7
120	6,7	12,9
110	7,1	13,1
100	7,5	13,4
90	8,2	13,8
80	8,8	14,3
70	9,5	14,8
60	10,3	15,4
50	11,3	16,1
40	12,2	16,8
30	13,5	17,7

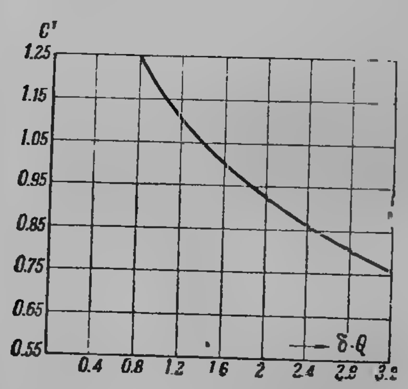
Гобарт предлагает в формулу Беренда подставить дополнительный коэфициент C':

$$\tau = CC'\frac{\delta}{t_p}.$$

Коэфициент C' учитывает двойное рассеяние, которое особо значительно при малой величине произведения δQ. На фиг. 138 приведена зависимость C' от δQ. Для короткозамкнутых двигателей Гобарт рекомендует еще вставлять коэфициент C'':

$$\tau = CC'C''\frac{\delta}{t_p}.$$

C'' следует брать равным 0,75.



Фиг. 138.

71. Схема замещения асинхронного двигателя. Построение круговой диаграммы

Окружность тока статора I_1 является возможным получить и другим путем — с помощью исследования уравнений напряжений статора и ротора. В основу доказательства этим путем наличия окружности для токов статора положено меньшее количество допущений. Величина активного сопротивления фазы статора принимается во внимание точно так же, как и потери в железе статора, учитываемые, как мы видели (§ 56), активной составляющей тока холостого хода I_0.

Положим, что намагничивающие силы и потоки статора и ротора синусоидальны. Высшие гармоники намагничивающих сил статора и ротора учтены нами введением в реактанца рассеяния обмоток статора и ротора так называемого реактанца двойного рассеяния. При выводе круговой диаграммы не учитывается изменение насыщения железа машины при нагрузке, и токи статора и ротора также считаются синусоидальными. Возьмем основные уравнения напряжений и токов статора и ротора (см. § 63):

$$\left.\begin{aligned} \dot U_1 &= \dot I_1 r_1 + \dot I_1 jx_1 - \dot E_1, \\ 0 &= \dot I_2'\frac{r_2'}{s} + \dot I_2' jx_2' - \dot E_2', \end{aligned}\right\} \qquad (14,\ 1)$$

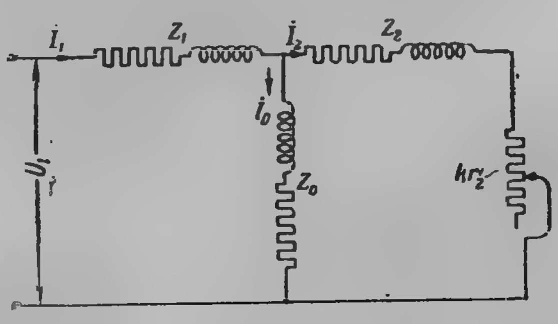
или так как

$$-E_1 = -E_2' = \dot I_0 Z_0,$$

то

$$\dot U_1 = \dot I_1(r_1 + jx_1) + Z_0\dot I_0,$$

$$0 = \dot I_2'(r_2' + jx_2') + \dot I_2' r_2'\frac{1-s}{s} + Z_0\dot I_0$$



Фиг. 139.

или

$$\dot I_1(r_1 + jx_1) + \dot I_0 Z_0 = \dot U_1,$$

$$\dot I_2'(r_2' + jx_2') + kr_2' + \dot I_0 Z_0 = 0,$$

где $k = \frac{1-s}{s}$, при $s = 1$ $k = 0$ и при $s = 0$ $k = \infty$.

Обозначим через:

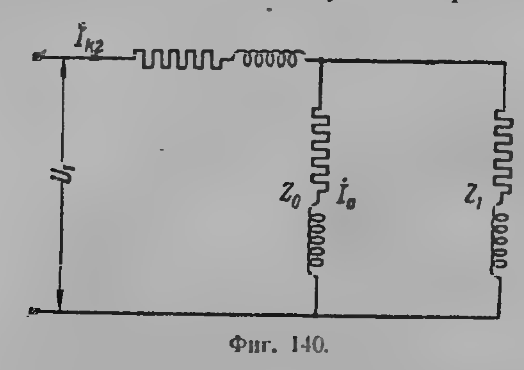
$$Z_1 = r_1 + jx_1;$$
$$Z_2' = r_2' + jx_2';$$
$$Z_0 = r_{01} + jx_{01};$$
$$Z_2 = Z_2' + kr_2',$$

где

$$k = \frac{1-s}{s}.$$

Нетрудно видеть, что уравнения (14, 1) являются уравнениями первого и второго законов Кирхгофа для цепи или схемы замещения, изображенной на фиг. 139. Известно, что при изменении нагрузки вектор

тока в схеме замещения (фиг. 139) перемещается по окружности. Эта окружность может быть построена следующим образом:



Фиг. 140.

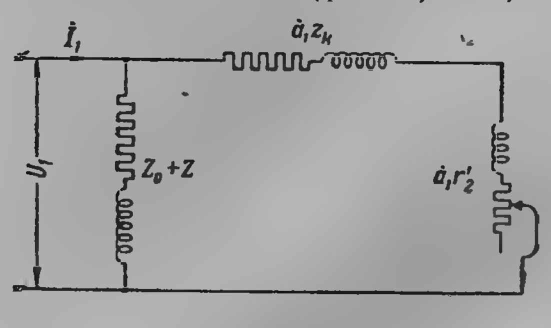
Из схемы замещения фиг. 139 ток в статоре можно представить в виде

$$\dot I_1 = \frac{\dot U_1}{Z_0 + Z_1} + \frac{\dot U_1}{\left(\frac{Z_0 + Z_1}{Z_0}\right)^2 [Z_k + kr_2']},$$

где

$$Z_k = \frac{Z_0 Z_1}{Z_0 + Z_1} + Z_2'$$

является сопротивлением схемы при питании со вторичных зажимов и коротком замыкании первичных зажимов (фиг. 140). Итак, сила первичного



Фиг. 141.

тока полученной эквивалентной схемы может быть представлена в виде

$$\dot I_1 = \frac{\dot U_1}{Z_0 + Z_1} + \frac{\dot U_1}{\dot a_1 Z_k + \dot a_1 kr_2'},$$

где

$$\dot a_1 = \left(\frac{Z_0 + Z_1}{Z_0}\right)^2 = Ae^{j\alpha}.$$

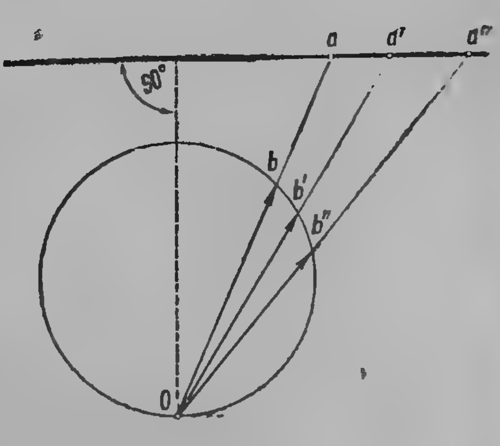
Указанное преобразование позволяет мыслить основную схему фиг. 139 в виде схемы фиг. 141. Приведенную схему графически является воз-

можным решить, пользуясь известной теоремой метода инверсии: если какой-нибудь вектор $\overline{oa}$ движется из точки o по прямой, то обратный ему вектор $\overline{ob}$ лежит на окружности, центр которой находится на прямой, проходящей через точку o и перпендикулярной прямой, по которой скользят векторы (фиг. 142). Применяя указанную теорему, видим для нашего случая, что величина первичного тока I_1 найдется как сумма постоянного вектора

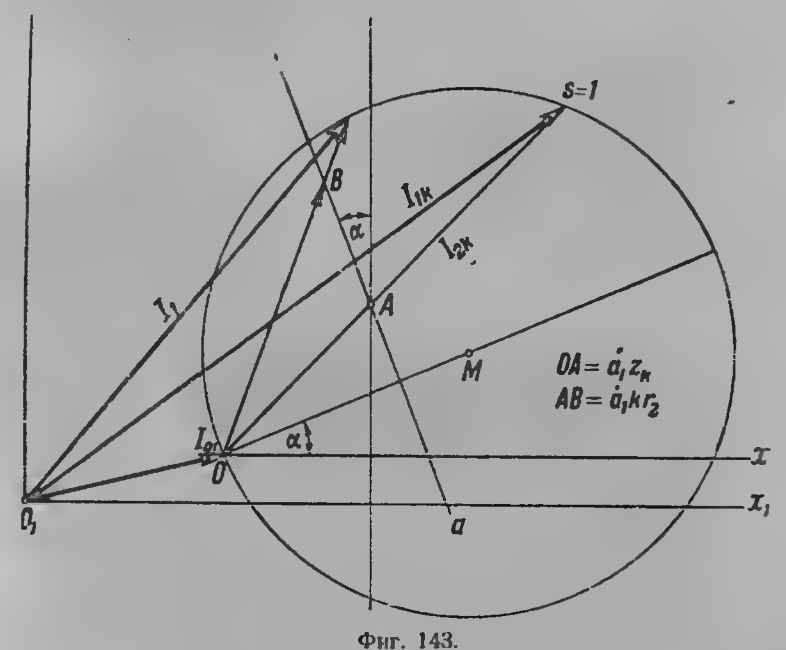
$$\dot I_{01} = \frac{\dot U_1}{Z_0 + Z_1},$$

и переменного вектора тока вторичной цепи $\left(\text{в зависимости от } k = \frac{1-s}{s}\right)$

$$\dot I_2' = \frac{\dot U_1}{\dot a_1 Z_k + \dot a_1 kr_2'}.$$



Фиг. 142.



Фиг. 143.

Вектор тока $\dot I_2'$ является обратным вектору полного сопротивления $(\overline{OB})$, равному (фиг. 143)

$$\dot a_1 Z_k + \dot a_1 kr_2',$$

последний перемещается своим концом по прямой $\overline{aa}$ вместе с изменением k, причем, когда $k=0$, вектор полного сопротивления, будучи равен $\dot{a}_1 Z_k$, совпадает с отрезком $\overline{OA}$; когда же $k \to \infty$, конец вектора полного сопротивления, перемещаясь по прямой $\overline{aa}$, уходит в бесконечность.

Прямая $\overline{aa}$ наклонена по отношению оси y на угол α, определяющийся из условия

$$\dot{a}_1 = a + jb = Ae^{j\alpha}.$$

Если $jb=0$ или $\dot{a}_1$ равняется 1, то $\alpha=0$ и линия $\overline{aa}$ параллельна оси y. Так как

$$\dot{a}_1 = \left(\frac{Z_0+Z_1}{Z_0}\right)^2,$$

то определение угла α не составляет большого труда. На основании приведенной теоремы геометрическим местом концов векторов тока I_2' будет являться окружность, центр которой лежит на прямой OM, проходящей через точку O и перпендикулярной к линии $\overline{aa}$. Окружность может быть построена в произвольном масштабе с центром M (фиг. 143). Так как по отношению к оси yy линия $\overline{aa}$ наклонена на угол α, то окружность токов $\dot{I}_2'$ может быть найдена следующим простым построением: в прямоугольных осях координат из начала координат проводится линия под углом α к оси x, так как угол $xOM=\alpha$, и из центра M, лежащего на этой линии, описывается окружность в произвольном масштабе. Эта окружность явится окружностью токов $\dot{I}_2'$. Масштаб этой окружности обычно устанавливается с помощью определения какого-нибудь промежуточного значения тока $\dot{I}_2'$. Обычно проще всего определить величину тока $\dot{I}_2'$ для $s=1$ или $k=0$, т. е. для режима короткого замыкания. Величина тока

$$\dot{I}'_{2\ s=1} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{a}_1 Z_k} = \dot{I}_{2k}'.$$

Вектор первичного тока

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{01} + \dot{I}_2'$$

будет найден, если в начале координат мы приложим постоянный вектор $\dot{I}_{01}$ в том же масштабе; тогда геометрическая сумма любого вектора $\dot{I}_2'$, перемещающегося своим концом по окружности при изменении s и постоянного вектора $\dot{I}_{01}$, дает искомую величину тока статора $\dot{I}_1$.

Таким образом ток статора $\dot{I}_1$ перемещается своим концом по окружности $\dot{I}_2'$, но из точки O_1 (фиг. 143). Величина тока короткого замыкания при $s=1$ и ($k=0$)

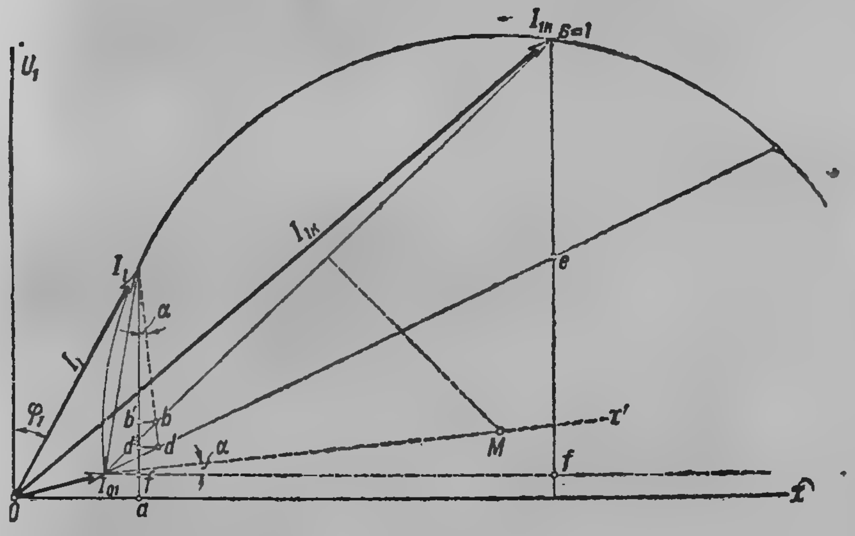
$$\dot{I}_{1k} = \frac{\dot{U}_1}{Z_0+Z_1} + \frac{\dot{U}_1}{\dot{a}_1 Z_k}.$$

Величина тока холостого хода при $s \approx 0$

$$\dot{I}_{01} = \frac{\dot{U}_1}{Z_0+Z_1}.$$

72. Методы практического построения круговой диаграммы

В практике чаще всего производится построение окружности тока, или, как часто называют, круговой диаграммы на основании определенных опытным путем или путем расчета токов короткого замыкания и



Фиг. 144.

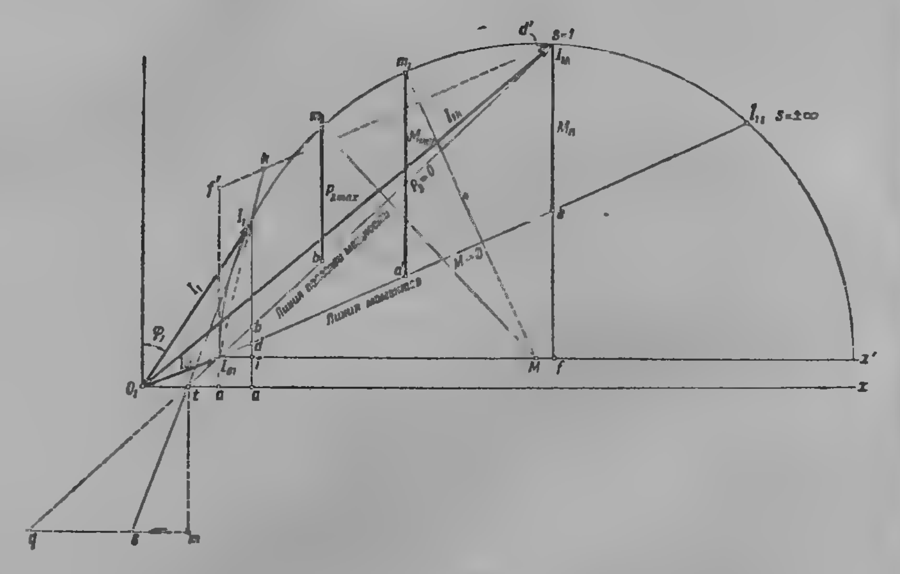
холостого хода. Тогда на основании найденного окружность токов статора $\dot{I}_1$ строится следующим образом (фиг. 144).

В прямоугольных осях координат откладываются векторы токов синхронного холостого хода (§ 56) и короткого замыкания $\dot{I}_{01}$ и $\dot{I}_{1k}$. Из конца вектора тока холостого хода проводится линия x', наклонная под углом α к оси x. На этой линии лежит центр окружности токов. Для нахождения положения центра M соединяем концы векторов $\dot{I}_{01}$ и $\dot{I}_{1k}$ и из середины линии $\overline{I_{01}I_{1k}}$ восстанавливаем перпендикуляр до пересечения с линией x'. Точка пересечения будет искомым центром окружности токов статора $\dot{I}_1$ при изменении скольжения. Подъем окружности будет зависеть от угла α, определяемого из соотношения

$$\left(\frac{Z_0+Z_1}{Z_0}\right)^2 = a + jb = A \cdot e^{j\alpha},$$

т. е. будет тем больше, чем больше величина Z_1 по сравнению с Z_0. Другими словами, угол α будет тем больше, чем больше, главным образом, активное сопротивление фазы статора. Если положить, что

активное сопротивление фазы статора равно нулю, то с большой степенью точности угол $\alpha \approx 0$, и круговая диаграмма будет иметь построение, представленное на фиг. 145. В этом построении линия x' проводится из конца вектора холостого хода $\dot{I}_{01}$ параллельно оси x; точка пересечения ее с перпендикуляром, восстановленным из середины линии $\overline{I_{01}I_{1k}}$, определит попрежнему центр окружности M. Активное сопротивление статора на рабочий процесс сильнее влияет в двигателях небольшой мощности; в двигателях средней и особенно большой мощности влияние его можно оценить в 1—2%, тем более, что оно не выходит за предел точности построения вследствие отмеченных в начале допу-



Фиг. 145.

щений. Поэтому в практике весьма часто пользуются при исследовании рабочего процесса двигателей средней и большой мощности приведенной упрощенной круговой диаграммой. (Если положить, что и потери в железе равны нулю, мы получим ранее построенную из диаграммы магнитных потоков окружность тока $\dot{I}_1$ Гейланда. В этом случае центр окружности будет лежать на оси x и найдется в точке пересечения перпендикуляра, восстановленного из середины линии $\overline{I_{01}I_{1k}}$, с осью x-ов). Найдем величину отрезка $\overline{I_{01}I_1}$, который является геометрической разностью вектора тока статора и тока холостого хода $\dot{I}_{01}$ и поэтому должен быть пропорционален току ротора двигателя $\dot{I}_2'$, так как

$$\dot{I}_2' = \dot{I}_1 - \dot{I}_0.$$

Ток $\dot{I}_0$ в действительной схеме замещения (фиг. 139) течет по сопротивлению Z_0, а ток холостого хода $\dot{I}_{01}$ в вспомогательной схеме фиг. 141 протекает по сопротивлению $Z_0 + Z_1$, равному сопроти-

влению при холостом ходе, когда $s = 0$. Поэтому э. д. с. действительной и полученной схем замещения будут относиться, как

$$\frac{Z_0}{Z_0 + Z_1}.$$

Ток ротора будет равен току вторичной цепи вспомогательной схемы фиг. 141, измененному в обратном отношении, т. е. в отношении

$$\frac{Z_0 + Z_1}{Z_0} = \dot{a}.$$

Последнее выражение является масштабом вторичного тока $\dot{I}_2'$ по отношению к первичному, если $\dot{I}_2'$ определяется через отрезок $\overline{I_{01}I_1}$ круговой диаграммы. Итак, ток ротора равен

$$\dot{I}_2' = \overline{I_{01}I_1}\left(\frac{Z_0 + Z_1}{Z_1}\right) = \overline{I_{01}I_1}\dot{a}$$

или отрезок диаграммы (фиг. 144) $\overline{I_{01}I_1}$:

$$\overline{I_{01}I_1} = \frac{\dot{I}_2'}{\left(\frac{Z_0 + Z_1}{Z_0}\right)}.$$

Для выяснения величины $\frac{Z_0 + Z_1}{Z_0}$ положим, что $r_1 = 0$ и что потери в железе равны нулю. Тогда

$$\frac{Z_0 + Z_1}{Z_0} - 1 + \frac{x_1}{x_0} = 1 + \tau_1.$$

В этом случае $\overline{I_{01}I_1} = \frac{\dot{I}_2'}{(1 + \tau_1)}$, мы получим в частном случае результат, совпадающий для тока $\dot{I}_2'$ с полученным из диаграммы магнитных потоков.

73. Методы определения с помощью круговой диаграммы мощностей P_1 и P_2 и крутящего момента M

Перейдем теперь к определению графическим путем с помощью круговой диаграммы величины первичной мощности P_1, мощности, переданной на ротор, P_i и полезной мощности на валу двигателя.

Первичная мощность, потребляемая двигателем из сети, графически будет измеряться величиной перпендикуляра, опущенного из конца вектора тока статора $\dot{I}_1$ на ось x. Действительно,

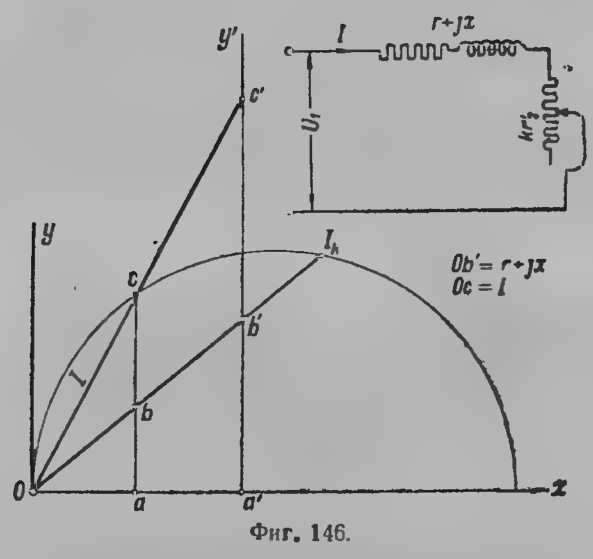
$$P_1 = \sqrt{3}\ U_1 I_1 \cos\varphi.$$

Считая напряжение сети постоянным, $U_1 = \text{const}$, мы видим, что первичная мощность двигателя P_1 в некотором масштабе равна активной составляющей тока статора, т. е. перпендикуляру, опущенному на ось x из конца вектора $\dot{I}_1$, или отрезку $\overline{I_1 a}$ (фиг. 143). Как было выяснено ранее, первичная, потребляемая из сети, мощность P_1 расходуется на покрытие потерь в меди и железе статора $p_{м1}$ и $p_{ж1}$ и до-

бавочных потерь статора $p_{\partial 1}$, остальная мощность P_i передается ротору вращающимся потоком. Таким образом

$$P_i = P_1 - p_{м1} - p_{ж1} - p_{\partial 1}.$$

Часть мощности P_i тратится в роторе на потери в меди обмоток ротора $p_{м2}$, на потери в железе и добавочные потери $p_{\partial 2}$. При определении мощности двигателя графическим путем будем считать, что потери в железе двигателя постоянны и равны потерям в железе при холостом ходе $s=0$. Это предположение достаточно справедливо, ибо при увеличении нагрузки, с одной стороны, происходит увеличение потерь в железе ротора, с другой — уменьшение потерь в железе статора.



Фиг. 146.

Как показывают практические исследования, эти два фактора достаточно точно взаимно компенсируют друг друга, и потому сделанное допущение постоянства железных потерь при нагрузке не является источником больших ошибок.

Добавочные потери асинхронного двигателя, как было показано, состоят из двух частей: потерь от рабочего потока и его высших гармоник и потерь, пропорциональных квадрату нагрузочного тока. При построении круговой диаграммы первые из них отнесем к потерям холостого хода, вторые к потерям в меди от нагрузочного тока. На основании изложенного отрезок $\overline{af}$ будет представлять потери в железе двигателя при нагрузке. Оставшаяся мощность, равная отрезку $\overline{I_1 f}$, представит потери в меди статора и мощность ротора, переданную ему вращающимся полем, $p_{м1} + P_i$.

Так как мощность, переданная ротору,

$$P_i = P_2 + p_{м2},$$

то для определения как мощности, переданной ротору, P_i, так и мощности на валу двигателя P_2, необходимо уметь графическим путем на-

ходить величину потерь в меди статора и ротора: $p_{м1} + p_{м2}$. Для этого рассмотрим вспомогательные построения.

Возьмем цепь сопротивлений, представленную на фиг. 146. Результирующее сопротивление цепи

$$jx + r + kr_2'$$

перемещается по прямой y', параллельной оси y (фиг. 157). Ток $\dot{I}$, являясь обратным сопротивлению вектором, будет перемещаться по окружности, центр которой находится на оси x. Отложим на окружности ток короткого замыкания цепи

$$\dot{I}_{k=0} = \frac{U_1}{r + jx},$$

являющийся продолжением вектора ob'. Полная мощность, поглощающаяся сопротивлением цепи, по доказанному изобразится отрезком $\overline{ca}$. Рассмотрим подобные треугольники oac и $oa'c'$; из их подобия можем написать

$$\frac{\overline{ab}}{\overline{bc}} = \frac{\overline{a'b'}}{\overline{b'c'}} = \frac{r}{kr_2'}.$$

Помножим и числитель и знаменатель на постоянную величину I^2. Тогда

$$\frac{\overline{ab}}{\overline{bc}} = \frac{I^2 r}{I^2 kr_2'} = \frac{p_м}{P_2}.$$

Таким образом для приведенной цепи линия тока короткого замыкания $\overline{OI_{k=0}}$ делит отрезок $\overline{ac}$ мощности, потребляемой цепью, в отношении постоянного и переменного сопротивления, т. е. пропорционально потерям в постоянном и переменном сопротивлении.

Если применить найденные положения к случаю круговой диаграммы тока $\dot{I}_1$ асинхронного двигателя (фиг. 144), то построения для графического отыскания отрезков мощностей сведутся к следующим:

Так как мощность на валу двигателя равна мощности, тратящейся в переменном сопротивлении

$$kr_2' = r_2' \frac{1-s}{s},$$

то, проведя из конца вектора тока $\dot{I}_1$ линию $\overline{I_1 b}$ под углом α до пересечения с линией $\overline{I_{01}}\ \overline{I_{1k}}$ и спроектируя ее на отрезок $\overline{I_1 f}$, мы найдем в масштабе первичной мощности мощность на валу двигателя

$$P_2 \equiv \overline{I_1 b'}.$$

Как было показано ранее для двигателей средней и большой мощности, угол α при построении круговой диаграммы можно будет положить равным нулю. В этом случае круговая диаграмма будет иметь вид, изображенный на фиг. 145; отрезки, изображающие мощность на валу P_2 и первичную мощность P_1, сольются, причем отрезок $\overline{I_1 a}$ будет пропорционален первичной мощности P_1, а отрезок $\overline{I_1 b}$ — мощности на валу двигателя P_2.

Для определения мощности, переданной на ротор P_i, и пропорционального ей крутящего момента двигателя необходимо разделить потери

в меди обмоток на потери в меди статора и ротора. Для этой цели по доказанному ранее следует разделить отрезок $\overline{bf}$, пропорциональный потерям в меди в отношении сопротивлений $r_1 : r_2'$. При практических построениях обычно делят в отношении $r_1 : r_2'$ отрезок $\overline{I_{1k}f}$, пропорциональный потерям в меди при коротком замыкании. Проведя линию $\overline{I_{01}l}$, мы получим возможность для каждого значения тока $\dot{I}_1$ найти отрезки $\overline{bd}$ и $\overline{df}$, пропорциональные потерям в меди ротора и статора:

$$\frac{\overline{bd}}{\overline{df}} = \frac{\overline{I_{1k}l}}{\overline{lf}} = \frac{r_2'}{r_1}.$$

Тогда мощность, переданная вращающимся полем ротору, P_i в масштабе мощностей P_1 и P_2 изобразится отрезком $\overline{I_1d}$.

В другом масштабе этот же отрезок будет пропорционален крутящему моменту двигателя.

Масштаб мощностей на круговой диаграмме проще всего определяется из данных короткого замыкания.

Определив потери в меди при коротком замыкании и зная, что на круговой диаграмме они выражаются отрезком $\overline{I_{1k}f}$, мы найдем, измерив этот отрезок, сколько ватт содержится в одном миллиметре. Масштаб моментов в килограммометрах определяется путем разделения масштаба мощностей на $\frac{p}{2\pi f_1 9{,}81}$. Линия $\overline{I_{01}\ I_{i1}}$, до которой производится отсчет моментов двигателя для различных значений токов, носит название линии моментов $M = 0$, линия $\overline{I_{01}\ I_{k1}}$, до которой производится отсчет полезной мощности, называется линией полезной мощности $P_2 = 0$; таким образом линия, делящая потери в меди двигателя пропорционально сопротивлениям статора r_1 и ротора r_2', называется линией моментов.

Отняв из мощности на валу механические потери $p_{мех}$, мы получим полезную мощность на валу двигателя $P_2' = P_2 - p_{мех}$. Механические потери двигателя зависят от числа оборотов двигателя и уменьшаются вместе с увеличением скольжения. Поэтому, строго рассуждая, для каждого значения мощности и тока I_1 двигателя следует отнимать соответственно определенные механические потери. Однако, так как в пределах нормальной нагрузки число оборотов меняется весьма незначительно, является возможным положить с той же степенью общей точности, как это было сделано по отношению потерь в железе, что механические потери постоянны в пределах нормальной нагрузки. В этом случае возможно при построении круговой диаграммы к потерям в железе, измеряющимся на круговой диаграмме отрезком $\overline{af}$, отнести также механические потери. Отрезок $\overline{I_1b}$ дает в этом случае непосредственно полезную мощность на валу двигателя P_2'.

Точка $\dot{I}_{i1}$, получающаяся путем продолжения линии $\overline{ol}$ до окружности, соответствует концу вектора тока короткого замыкания в том случае, когда в цепи ротора нет активного сопротивления. Теоретически такой случай можно представить, вращая ротор посторонней силой с бесконечно большим числом оборотов в любую сторону $s = \pm\infty$; э. д. с.

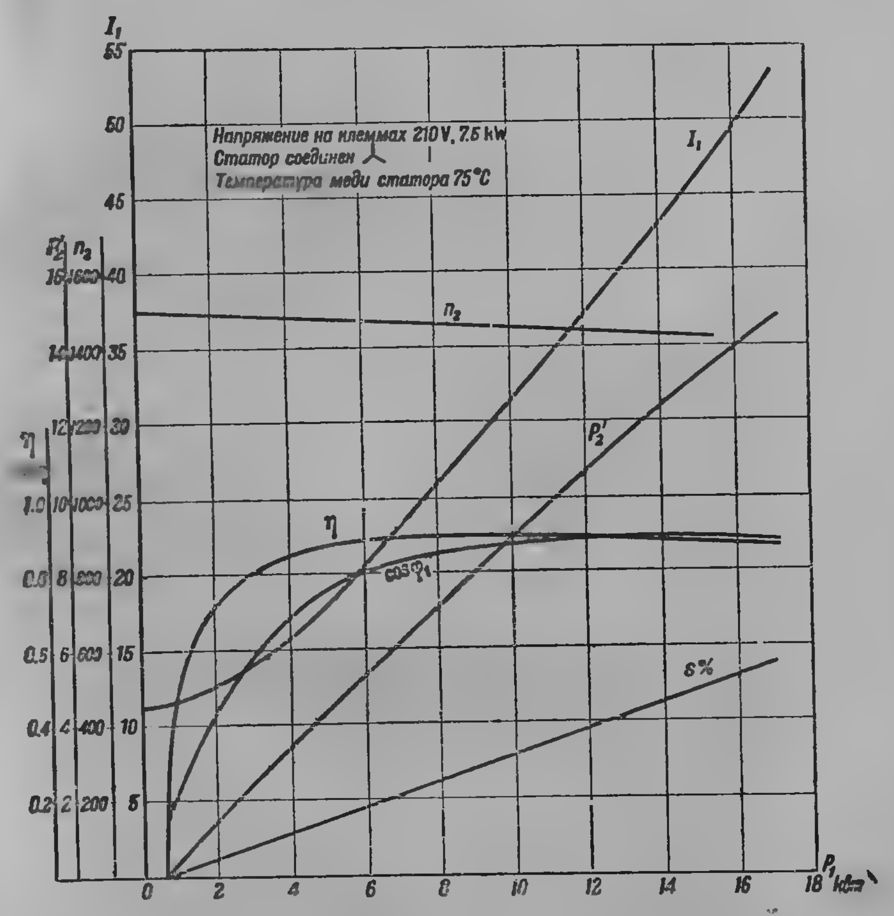
в роторе и реактивное сопротивление ротора будут бесконечно велики, но отношение их будет иметь конечное значение, равное величине тока ротора

$$I_{i2} = \frac{s E'_2}{\sqrt{r'^2_2 + s^2 x'^2_2}} \approx \frac{E_2'}{x_2'}.$$

Круговая диаграмма позволяет простым путем получить основные зависимости как при работе двигателя, так и при пуске в ход.

74. Определение начального и максимального моментов двигателя

Начальный момент двигателя определяется величиной отрезка $\overline{I_{1k}l}$ (фиг. 145) для тока $\dot{I}_{1k}$ и $s = 1$. Максимальный момент двигателя M_{max},



Фиг. 147. Рабочие кривые асинхронного двигателя.

а также максимальная мощность P_{2max} графически определяются, если из центра окружности опустить перпендикуляры на линии $\overline{I_{01}\ I_{i1}}$ и $\overline{I_{01}\ I_{1k}}$ и продолжить их до пересечения с окружностью в точках m_1 и m_2.

Точки будут концами векторов тока для максимального момента M_{max} и максимальной мощности P_{2max}, которые на основании построения найдутся как отрезки $\overline{m_1 d}$ и $\overline{m_2 b}$.

В практике построения и работы асинхронных двигателей играют важную роль отношение максимального момента к нормальному $\frac{M_{max}}{M_{норм}}$, а также отношение максимальной мощности к нормальной $\frac{P_{2max}}{P_{2норм}}$, позволяющие судить о перегрузочных способностях двигателя. В этом случае отношения $\frac{M_{max}}{M_{норм}}$ и $\frac{P_{2max}}{P_{2норм}}$ находятся просто, как отношения соответствующих отрезков круговой диаграммы.

На фиг. 147 представлены построенные с помощью круговой диаграммы кривые полезной мощности на валу двигателя P_2', числа оборотов n_2, коэфициента мощности ($\cos \varphi_1$), к. п. д. η, скольжения s в зависимости от первичной мощности P_1, подводимой со статора (рабочие кривые).

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

Стр.	Строка	Напечатано	Должно быть
185	7 снизу	$\overline{ba}$	$\overline{bd}$

Зак. 3711 — Б. П. Апаров.

связь выражается следующим образом:

$$P_2 = m_2 I_2^2 r_2^2 \frac{1 - s}{s}.$$

Отсюда также можно определить величину скольжения двигателя.

Для короткозамкнутых двигателей, величину сопротивления r_2 ротора которых определить является крайне трудным, нормы рекомендуют обратным путем, пользуясь вышеописанными формулами и зная величину скольжения s, определять потери в меди ротора. Скольжение s в таком случае определяется опытным путем. Получаемое таким образом активное сопротивление r_2 ротора следует назвать условным сопротивлением, так как на величине скольжения s скажутся также потери на токи Фуко и гистерезис железа ротора.

Графическим путем из круговой диаграммы (фиг. 145) скольжение определяется отношением отрезков

$$s = \frac{\overline{ba}}{\overline{I_1 d}}.$$

Можно показать путем геометрических построений, предложенных проф. К. А. Круг, что, проведя через какую-нибудь точку f' касательной $\overline{I_{01} f'}$ линию $\overline{f'd'}$, параллельную $\overline{I_0 e}$, и разделив отрезок на 100 частей, получим величину скольжения прямо в процентах отрезком $\overline{f'k}$.

Определение скольжения графическим путем не является точным и его следует определять аналитическим путем. Величина скольжения s

Точки будут концами векторов тока для максимального момента M_{max} и максимальной мощности P_{2max}, которые на основании построения найдутся как отрезки $\overline{m_1 d}$ и $\overline{m_2 b}$.

В практике построения и работы асинхронных двигателей играют важную роль отношение максимального момента к нормальному $\frac{M_{max}}{M_{норм}}$, а также отношение максимальной мощности к нормальной $\frac{P_{2max}}{P_{2норм}}$, позволяющие судить о перегрузочных способностях двигателя. В этом

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СКОЛЬЖЕНИЯ И КОЭФИЦИЕНТА ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ДВИГАТЕЛЯ

75. Определение скольжения асинхронной машины

Скольжение s определяется следующим образом: между мощностью переданной на ротор вращающимся полем, и потерями в меди ротора существует соотношение

$$P_i \cdot s = m_2 I_2^2 r_2,$$

откуда

$$s = \frac{m_2 I_2^2 r_2}{P_i}.$$

Между мощностью на валу двигателя P_2 и потерями в меди ротора связь выражается следующим образом:

$$P_2 = m_2 I_2^2 r_2^2 \frac{1-s}{s}.$$

Отсюда также можно определить величину скольжения двигателя.

Для короткозамкнутых двигателей, величину сопротивления r_2 ротора которых определить является крайне трудным, нормы рекомендуют обратным путем, пользуясь вышеописанными формулами и зная величину скольжения s, определять потери в меди ротора. Скольжение s в таком случае определяется опытным путем. Получаемое таким образом активное сопротивление r_2 ротора следует назвать условным сопротивлением, так как на величине скольжения s скажутся также потери на токи Фуко и гистерезис железа ротора.

Графическим путем из круговой диаграммы (фиг. 145) скольжение определяется отношением отрезков

$$s = \frac{\overline{ba}}{\overline{I_1 d}}.$$

Можно показать путем геометрических построений, предложенных проф. К. А. Круг, что, проведя через какую-нибудь точку f' касательной $\overline{I_{01} f'}$ линию $\overline{f'd'}$, параллельную $\overline{I_0 e}$, и разделив отрезок на 100 частей, получим величину скольжения прямо в процентах отрезком $\overline{f'k}$.

Определение скольжения графическим путем не является точным и его следует определять аналитическим путем. Величина скольжения s

двигателя измеряется в процентах; в зависимости от мощности двигателя величина s колеблется в пределах от 2 до 5% и выше для двигателей малой мощности. При выполнении асинхронного двигателя с большим активным сопротивлением ротора его скольжение увеличивается.

76. Методы определения к. п. д.

Коэфициент полезного действия асинхронного двигателя определяется по формуле

$$\eta = 1 - \frac{\Sigma_{потерь}}{P_2 + \Sigma_{потерь}} \cdot 100\%.$$

Потери состоят из (гл. 8):

1) потерь механических при данном числе оборотов;
2) потерь в обмотках: нормальные + добавочные;
3) потерь в железе: нормальные + добавочные.

При определении коэфициента полезного действия асинхронного двигателя в зависимости от нагрузки необходимо учитывать следующее:

С увеличением нагрузки увеличивается скольжение двигателя и уменьшается число его оборотов. Поэтому механические потери асинхронного двигателя должны определяться для каждого числа оборотов.

При нагрузке магнитный поток двигателя уменьшается вследствие падения напряжения в обмотке статора, причем рабочий магнитный поток будет определяться противодействующей э. д. с. E_1:

$$\dot{E}_1 = \dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_1 = \dot{U}_1 - \dot{I}_1 (r_1 + jx_1).$$

Уменьшение рабочего потока при нагрузке должно быть учтено при подсчете железных потерь как нормальных, так и добавочных, подстановкой в формулы гл. 8 для каждой нагрузки значения B_l индукции в междужелезном пространстве, вычисленной для действительного значения рабочего потока при данной нагрузке, для которой определяется к. п. д.

77. Особенности определения к. п. д. асинхронного двигателя согласно существующим нормам

Нормы при подсчете к. п. д. предлагают:

a) потери в обмотках статора и ротора подсчитывать для активного сопротивления обмоток фаз постоянному току. Увеличение потерь в обмотках вследствие скин-эффекта нормы относят к добавочным потерям;

b) потери в железе считать постоянными, не зависящими от нагрузки и определяющимися по номинальному напряжению на клеммах. Предположение постоянства железных потерь при нагрузке, упрощая вычисления, является неточным, особенно для двигателей малой мощности с большим падением напряжения обмотки статора при нагрузке.

Принимаемую нормами величину добавочных потерь, равную $0{,}5\%$ потребляемой двигателем мощности, также следует признать недостаточной, особенно для двигателей малой мощности, а также для двигателей с открытыми пазами на статоре.

78. Методы графического определения к. п. д.

Коэфициент полезного действия можно определить также графическим путем как отношение отрезков на круговой диаграмме (фиг. 145):

$$\eta = \frac{\overline{I_1 b}}{\overline{I_1 a}}.$$

Проф. К. А. Кругом предложен следующий способ графического определения к. п. д. (фиг. 145): продолжив линию $\overline{I_{01} I_{1k}}$ до точки q, надо провести через точку пересечения этой линии с осью x линию $\overline{tm}$ параллельно $\overline{I_{01} f'}$ и нормально к $\overline{tm}$ — произвольную линию $\overline{mq}$; последний отрезок делится на 100 частей. Если теперь конец вектора тока статора соединить с t, то продолжение этой линии отсечет отрезок $\overline{qs}$, дающий в процентах к. п. д. двигателя. Графическое определение к. п. д. не может быть рекомендовано как ввиду неточностей самой круговой диаграммы, так и неточностей построения.

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

ВЛИЯНИЕ НАСЫЩЕНИЯ НА РАБОЧИЙ ПРОЦЕСС АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ И ЕГО ГРАФИЧЕСКУЮ ТЕОРИЮ

79. Введение

При изложении теории асинхронных машин мы предполагали, что реактанцы машины рабочего потока x_0 и потоков рассеяния x_1 и x_2 являются постоянными. В действительности вследствие переменного сопротивления железа машины величина x_0, x_1, x_2 меняется при нагрузке двигателя.

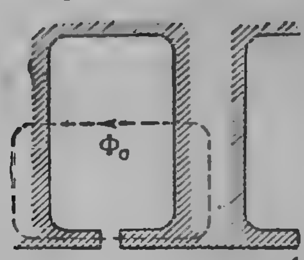
Действительно,

$$x = \omega L.$$

Коэфициент самоиндукции равен:

$$L_{полн} = \frac{\Sigma w\Phi}{I},$$

и так как кривая $\Phi = f(I)$ является кривой намагничения, то величина коэфициента самоиндукции L, а следовательно, и реактанца будет переменной величиной. Если при изменении потока Φ дана кривая $\Phi = f(I)$, то величина реактанца x может быть в известном масштабе найдена как частное от деления каждой ординаты кривой на соответствующую абсциссу.

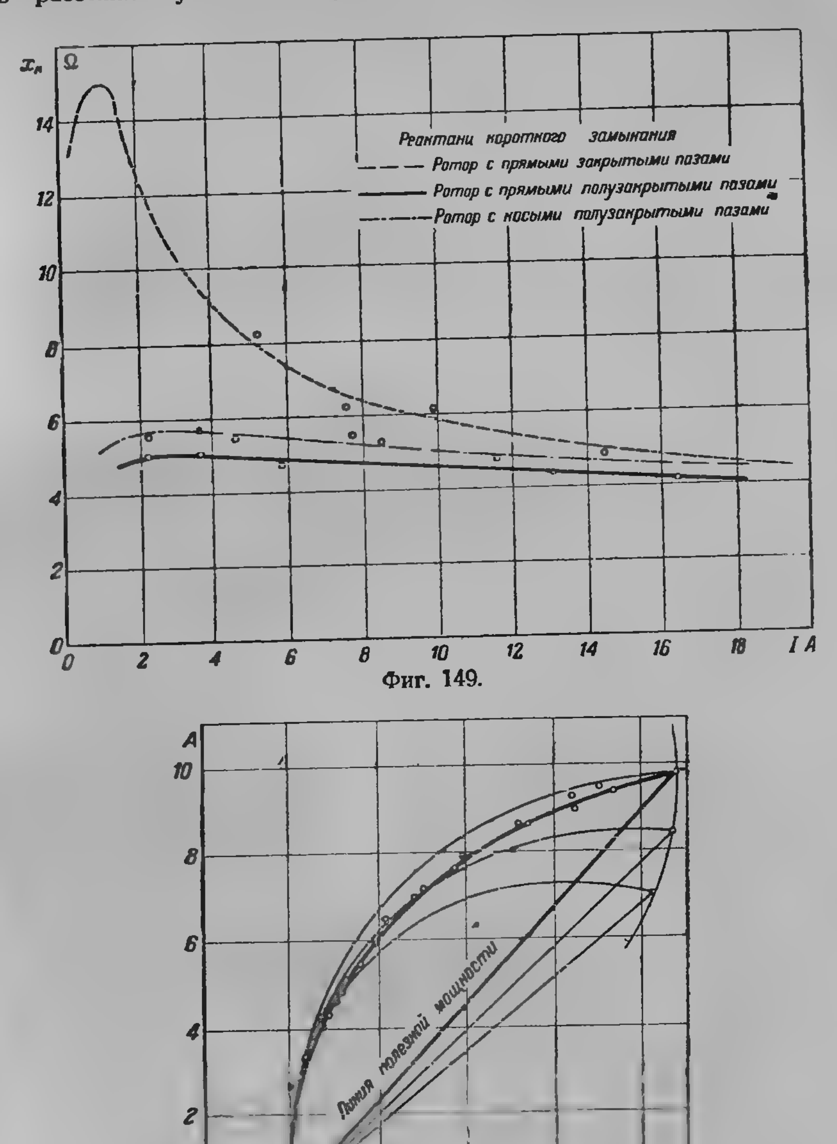


Фиг. 148.

Мы видим, что из-за влияния насыщения железа величина реактанца x уменьшается вместе с возрастанием потока.

В асинхронной машине при увеличении нагрузки увеличиваются потоки рассеяния, путь которых проходит не только по пазу, но и в железе зубцов, причем особенно могут насыщаться коронки зубцов полузакрытых пазов (фиг. 148). У машины с открытыми пазами влияние насыщения на величину потоков рассеяния не так значительно. Опытное исследование подтверждает факт уменьшения реактанцев рассеяния вместе с увеличением нагрузки асинхронного двигателя. На фиг. 149 представлены кривые $x_1 + x_2' \approx x_k$ в зависимости от величины тока в обмотке статора.

В то время как при увеличении нагрузки двигателя реактанцы потоков рассеяния уменьшаются, величина реактанца рабочего потока



Фиг. 149.

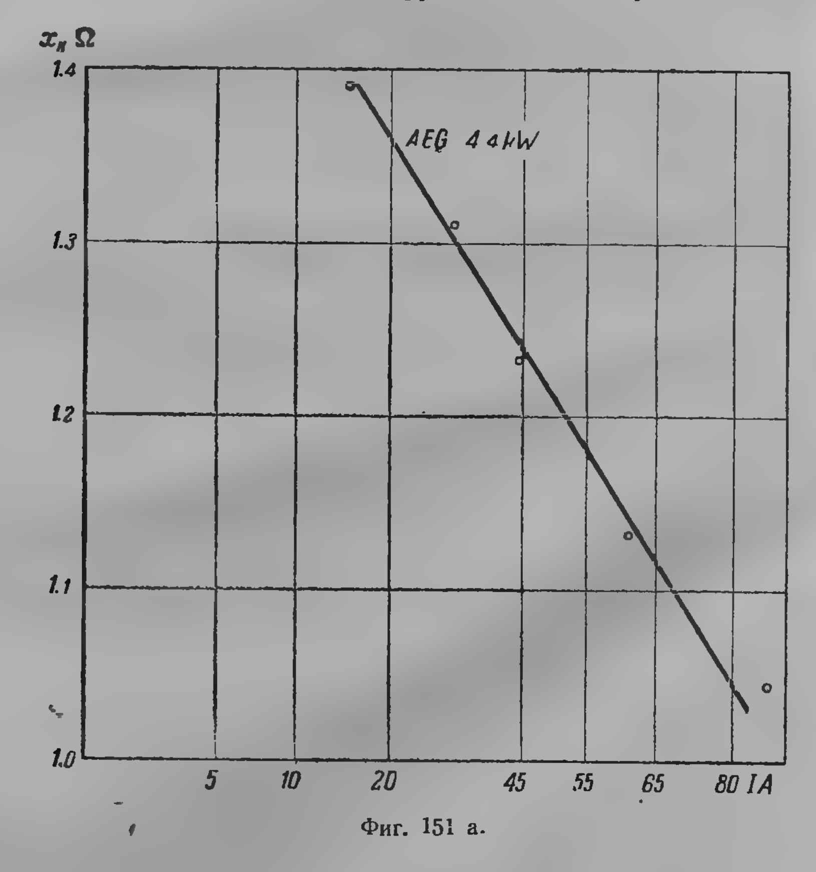
Фиг. 150.

несколько увеличивается из-за влияния насыщения. Объясняется это тем, что величина потока x_0 при нагрузке двигателя уменьшается из-за

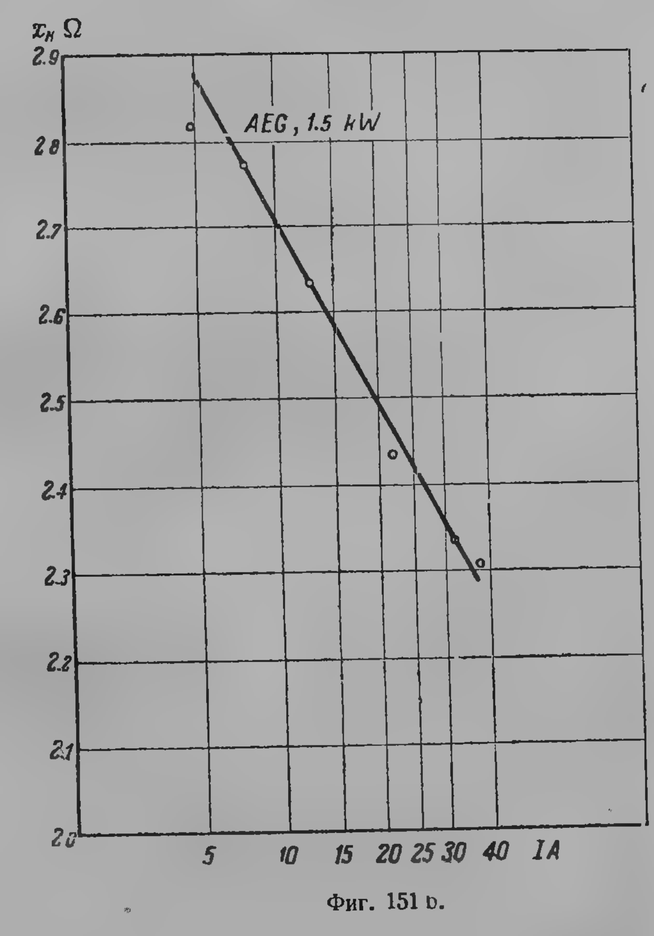
падения напряжения на обмотке статора. Поэтому при точных расчетах рабочего процесса двигателя следует для каждой рабочей точки принимать соответствующее значение x_0, x_1, x_2. Вследствие влияния насыщения диаграмма тока асинхронного двигателя перестает быть окружностью (фиг. 150). Опытные исследования показали, что круговая диаграмма, построенная для данного двигателя при значениях x_1 и x_2, соответствующих величине нормального тока $I_{норм}$ двигателя, дает наиболее близкое совпадение с опытными точками в рабочей части диаграммы тока двигателя.

80. Учет насыщения при построении круговой диаграммы

Таким образом для сильно насыщенных двигателей пользование круговыми диаграммами становится затруднительным ввиду ошибок. Последнее имеет важное значение при построении круговых диаграмм на основании опытов короткого замыкания. В этом случае следует всегда точно знать, для какого значения тока необходимо произвести опыт короткого замыкания, чтобы построенная круговая диаграмма ближе всего в рабочей части лежала к действительным точкам. Исследования показали, что последнее имеет место, когда опыт короткого замыкания производится при токах, примерно равных номинальному току двигателя; перегрузочные свойства двигателя точнее определяются на круговой диаграмме, построенной по данным опыта короткого замыкания для двойного номинального тока. Иногда в практике является затруднительным производство опытов при указанных здесь значениях тока. В этом случае автором предлагается следующий метод определения реактивных сопротивлений машины при любом значении тока статора:



Фиг. 151 а.



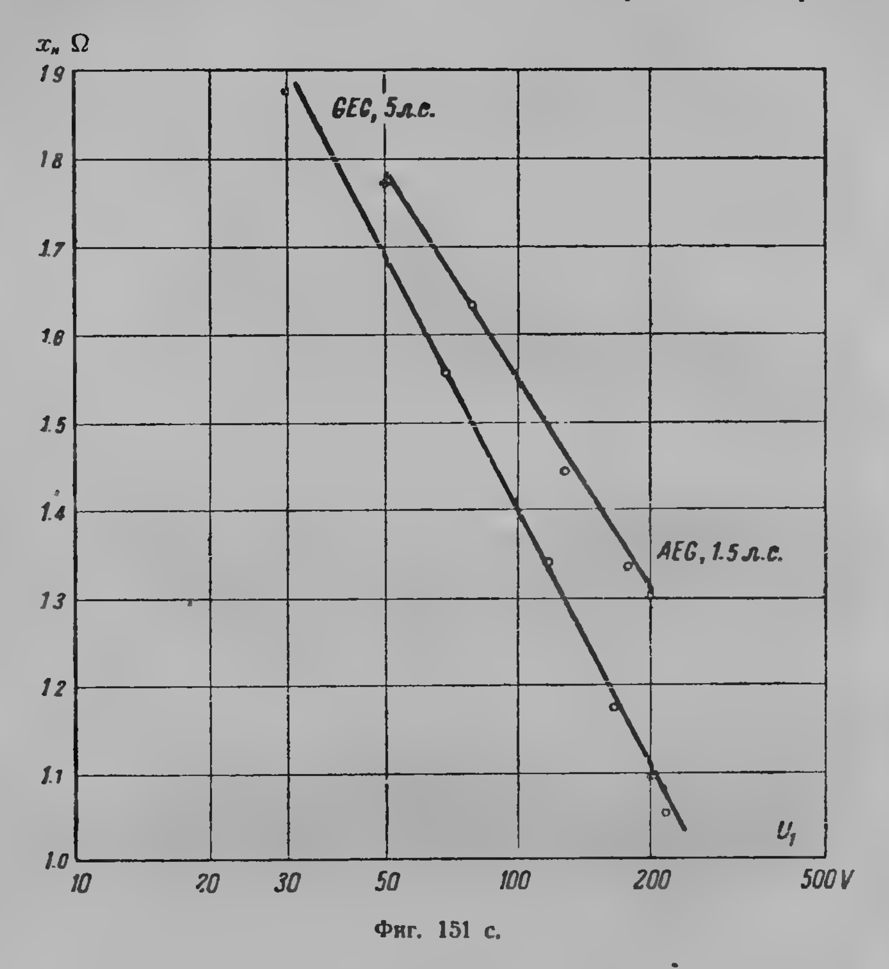
Фиг. 151 b.

Если считать, что кривая насыщения зубцов в области колена является параболой с уравнением

$$x = ky^2,$$

то кривая реактивных сопротивлений x_k будет также изменяться по параболе. Если взять полулогарифмическую шкалу координат, то зависимость x_k от тока должна быть прямой линией. Наши исследования показали правильность сделанного предположения для большинства

двигателей. На фиг. 151 a, b, c приведены кривые реактанца рассеяния, построенного в полулогарифмических координатах. На основании сказанного определение реактанца рассеяния для любых значений тока является возможным произвести на основании двух опытов короткого



Фиг. 151 c.

замыкания. Определенный из этих двух опытов реактанц рассеяния откладывается на логарифмической бумаге в функции тока, и через полученные две точки проводится прямая, с помощью которой возможно определить реактанц рассеяния машины для любого значения тока.

ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ

РАБОТА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ГЕНЕРАТОРОМ

81. Рабочий процесс

Асинхронная машина, как и все электрические машины, обратима. Если к валу асинхронной машины приложено тормозящее усилие, то машина работает как двигатель и мощность потребляется из сети; если на вал асинхронной машины приложено ускоряющее усилие от постороннего двигателя и валу ее сообщается мощность, то асинхронная машина начинает работать в качестве генератора, и, как при работе любого генератора, механическая энергия, приложенная к валу, преобразуется и в качестве электрической отдается в сеть. Происходит это следующим образом:

Предположим, что асинхронная машина приключена к сети с постоянным напряжением. Тогда она после окончания процесса пуска будет вращаться, как двигатель. Если на валу двигателя отсутствует внешний тормозящий момент, то двигатель будет вращаться с числом оборотов холостого хода, близким к синхронному, покрывая из сети только механические и электромагнитные потери ротора и статора. При этом вращающимся потоком в роторе будет наведена э. д. с. скольжения. Пусть теперь начнет действовать ускоряющее усилие на валу асинхронной машины от постороннего, жестко соединенного с ней, первичного двигателя. Так как теперь первичный двигатель будет покрывать потери ротора, то асинхронная машина увеличит число оборотов и будет вращаться синхронно с полем $s = 0$. В этом режиме потери ротора будут покрываться посторонним двигателем, а потери статора — из сети. Увеличим еще число оборотов асинхронной машины за счет первичного двигателя. Тогда активная мощность начнет отдаваться в сеть и машина перейдет на работу асинхронным генератором. Объясним, как это происходит. В этом случае ротор будет вращаться со скоростью бóльшей, чем скорость вращающегося поля, сверхсинхронно, скольжение машины станет отрицательным:

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1} < 0,$$

так как теперь $n_2 > n_1$, то и s будет изменяться при дальнейшем увеличении числа оборотов ротора от 0 до $-1, -2, \cdots, -\infty$.

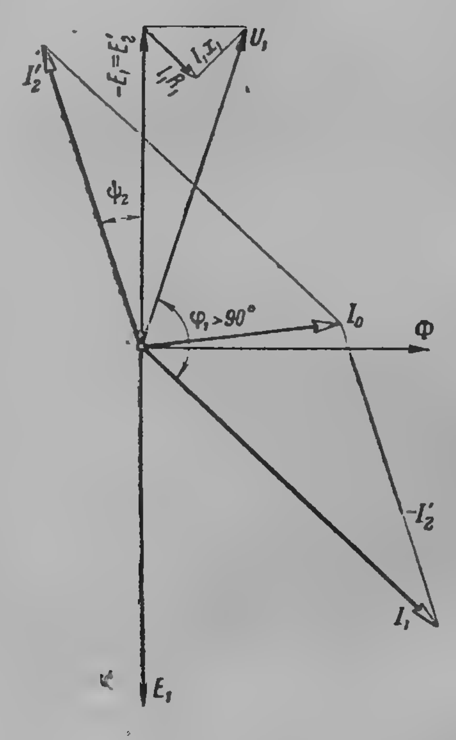
Теперь в проводах ротора, пересекаемых вращающимся полем, наве-

дется э. д. с. E_{2s}' обратной величины и фазы, чем при работе машины двигателем

$$E_{2s}' = (-s)\,E_2' = -(s\,E_2').$$

Последнее станет понятным из того, что в случае вращения ротора быстрее поля последнее вращается в противоположную относительно обмотки ротора сторону, чем при случае ниже синхронной скорости ротора. Ток ротора также изменит свое направление (фазу), так как I_2' будет равняться

$$\dot{I}_2' = \frac{-s\,E_2'}{r_2' + j\,x_2'(-s)} = \frac{E_2'}{-\left(\frac{r_2'}{s}\right) + j\,x_2'}$$



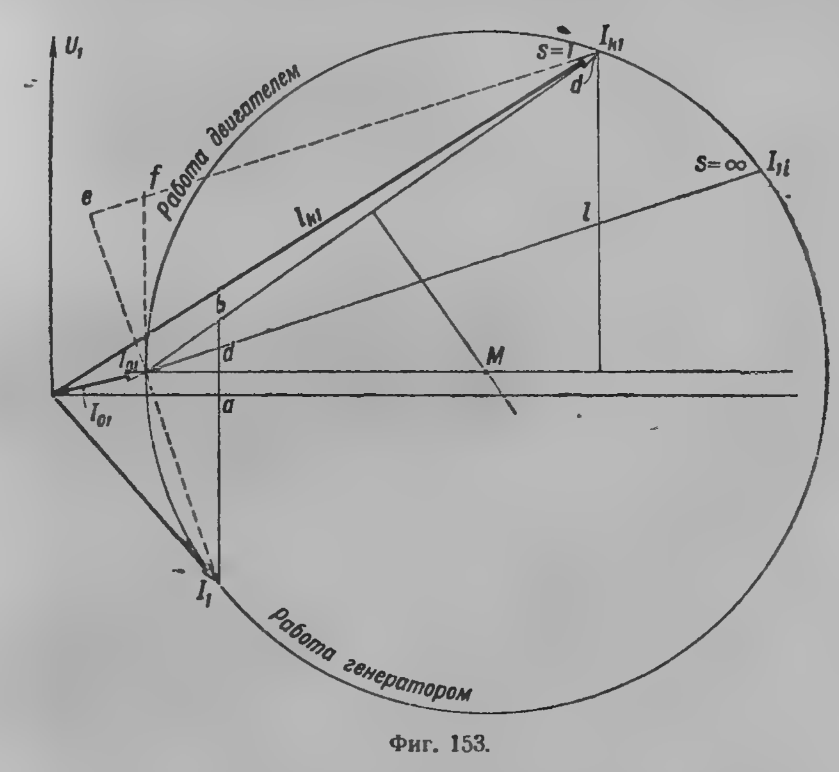
Фиг. 152.

Отсюда мы видим, что меняет свое направление только активная составляющая тока ротора, реактивная же составляющая остается без изменения. Последнее объясняется тем, что независимо от того, работает ли машина двигателем или генератором, протекающий по ротору ток создает потоки рассеяния, которые требуют из сети намагничивающего тока, как и для образования вращающегося поля. Активная составляющая тока изменяет свое направление, потому что момент на валу стал обратным по знаку по сравнению с работой машины двигателем. Момент вращения пропорционален произведению потока на активную составляющую тока; так как поток машины остался как по величине, так и по направлению вращения тем же, то изменяет знак активная составляющая тока.

Соответственно с этим изменит знак компонента тока статора, уравновешивающая активную составляющую тока ротора. В результате активная мощность будет отдаваться в сеть, машина будет работать генератором.

На основании приведенных здесь рассуждений является возможным построить векторную диаграмму асинхронного генератора (фиг. 152). Пусть магнитный поток изображен вектором Ф. Вектор э. д. с. статора E_1 будет отставать на 90°, вектор э. д. с. потока в обмотке ротора E_2' будет опережать на 90° вектор потока Ф. Ток холостого хода будет представлен вектором $\dot{I}_0$, ток ротора — вектором $\dot{I}_2'$. Ток статора будет являться геометрической суммой вектора $\dot{I}_0$ и обратного вектора $\dot{I}_2'$

вектора — $\dot{I}_2'$. Напряжение на клеммах U_1 будет уравновешиваться активным и реактивным падением напряжения в обмотке статора (компонентами I_1r_1 и I_1x_1) и компонентой — E_1. Точно так же, как для диаграммы токов двигателя, для диаграммы токов генератора можно показать, что вектор тока статора движется своим концом по окружности. Для режима генератора вектор первичного тока перемещается по нижней части полуокружности круговой диаграммы (фиг. 153).



Фиг. 153.

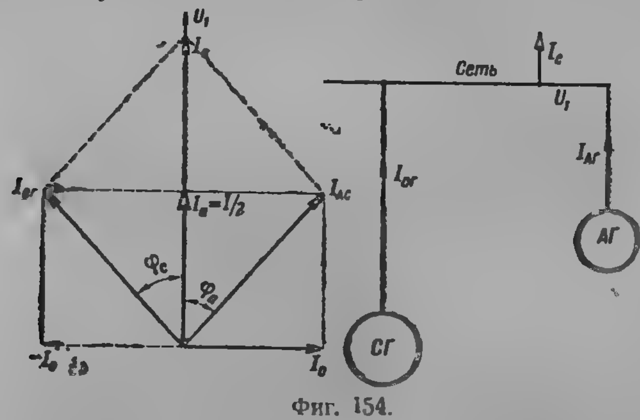
Изменяя величину s от $s=0$ до $s=-1, -2, \cdot\cdot\cdot, -\infty$, мы получим перемещение вектора первичного тока по нижней дуге окружности от точки $\dot{I}_0$ до точки $\dot{I}_{1l}$, куда, как мы видели ранее, стремится вектор тока статора при бесконечно большом скольжении. Таким образом асинхронный генератор имеет ту же круговую диаграмму, как и для работы машины в качестве двигателя, но только конец тока статора перемещается по нижней части окружности, и притом, если рассматривать диаграмму по отношению сети, то вектор фазного напряжения надо отложить книзу. Для работы генератора мощность, отдаваемая в сеть (фиг. 153), в масштабе, который был найден при построении круговой диаграммы, выразится отрезком $\overline{I_1 a}$, момент на валу M машины отрезком $\overline{I_1 d}$, мощность, сообщаемая ротору первичным двигателем, отрезком $\overline{I_1 b}$, число оборотов $n_2 = n_1\frac{ed}{df}$.

Для асинхронного генератора зависимости I_1, I_2', M, P_2, E_1 скольжения s можно получить также аналитическим путем с помощью выражений гл. 12 и 13, если подставить в них вместо $+s$ величину $-s$.

Из изучения рабочего процесса асинхронного генератора мы можем отметить основное положение о его работе. Асинхронный генератор может работать только в случае, если он приключен к сети с напряжением U_1. Только в этом случае из сети будет притекать в генератор реактивный ток, необходимый для возбуждения вращающегося потока и потоков рассеяния. Поэтому основным недостатком асинхронного генератора является необходимость приключать его к линии передачи, т. е. работа его невозможна без того, чтобы параллельно с ним не работал бы синхронный генератор или синхронные генераторы (электростанция).

82. Параллельная работа асинхронного генератора с сетью

Рассмотрим параллельную работу асинхронных генераторов с синхронными. Пусть напряжение сети задано вектором $\dot{U}_1$ (фиг. 154), а ток сети вектором $\dot{I}_c$; положим, что коэфициент мощности сети равен еди-



Фиг. 154.

нице. Тогда ток $\dot{I}_c$ будет в фазе с напряжением $\dot{U}_1$. Пусть асинхронный генератор покрывает половину мощности сети, т. е. в данном случае посылает в сеть активную составляющую тока, равную половине тока сети $\frac{I_c}{2}$. Асинхронный генератор для своего возбуждения требует реактивного тока, так что ток асинхронного генератора, несмотря на чисто активную нагрузку сети, будет сдвинут относительно напряжения сети на угол φ_a. Синхронный генератор будет посылать в сеть активную составляющую тока для покрытия оставшейся мощности сети в нашем случае $\frac{I_c}{2}$, а также реактивную составляющую тока, равную реактивному току асинхронного генератора, для возбуждения его потоков. Мы видим, что приключение на параллельную работу асинхронного генератора ухудшает коэфициент мощности синхронных генераторов. Параллельная работа асинхронных генераторов с синхронными обладает, однако, тем преимуществом, что при этом не возбуждается качаний, так как генератор, работая асинхронно, может работать при любом числе оборотов. В этом случае является возможным уменьшить маховые массы синхронных генераторов. При коротких замыканиях асинхронный генератор благоприятнее, так как возбуждение его при нулевом напряжении сети равно также нулю и асинхронные генераторы не посылают в сеть ток установившегося короткого замыкания.

Рассмотрим теперь случай, когда мы увеличили нагрузку асинхронного генератора настолько, что он покрыл всю мощность сети. В этом случае (фиг. 155) активная составляющая тока асинхронного генератора будет равна току сети и с синхронного генератора станет возможным снять нагрузку, прекратив подачу энергии к его первичному двигателю. Тогда синхронные машины будут лишь посылать в асинхронные генераторы реактивный ток I_c для возбуждения его вращающегося потока и потоков рассеяния, работая, как перевозбужденные синхронные двигатели. Здесь напряжение в сети будет определяться уже асинхронным генератором и не будет связано с синхронными машинами. Поэтому если считать, что число оборотов асинхронного двигателя и возбуждение синхронных машин постоянны, то число периодов асинхронного генератора при нагружении будет уменьшаться и синхронные двигатели будут работать при переменной частоте; частота в сети будет также уменьшаться. Если возбуждение синхронных двигателей постоянно, то будет также уменьшаться и напряжение сети.

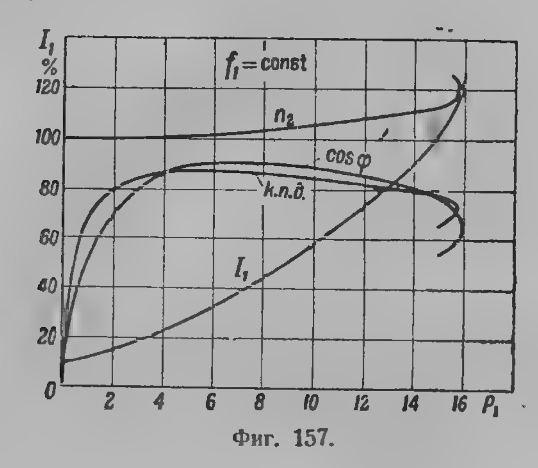
Фиг. 155.

Фиг. 156.

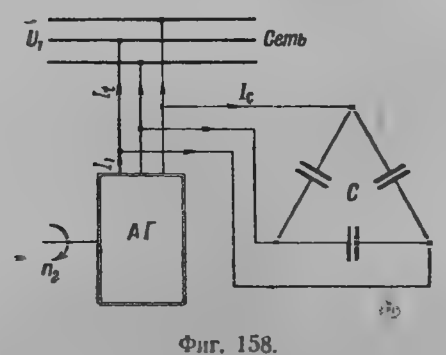
Число периодов в сети асинхронного генератора возможно поддержать только путем регулирования числа оборотов первичного двигателя так, чтобы $f = \text{const}$. Поддерживать постоянство напряжения сети возможно путем изменения возбуждения синхронных двигателей.

На фиг. 156 и 157 приведены рабочие кривые асинхронного генератора соответственно при постоянном числе оборотов $n_2 = \text{const}$ асинхронного генератора и при постоянной частоте $f_1 = \text{const}$. Если сделать возбуждение синхронных двигателей равным нулю, то напряжение на клеммах асинхронного генератора будет определяться только остаточным магнетизмом синхронных машин. Является вполне возможным вместо синхронных двигателей приключить к клеммам асинхронного генератора для его возбуждения конденсаторы (фиг. 158). Тогда емкост-

ный ток конденсаторов, проходя по обмоткам фаз статора асинхронного генератора, создаст поток и необходимое для нагрузки напряжение на клеммах.



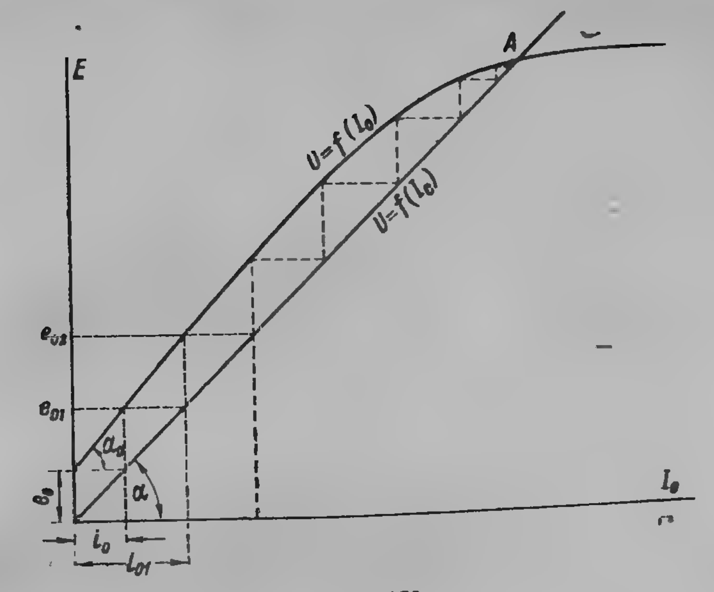
Фиг. 157.



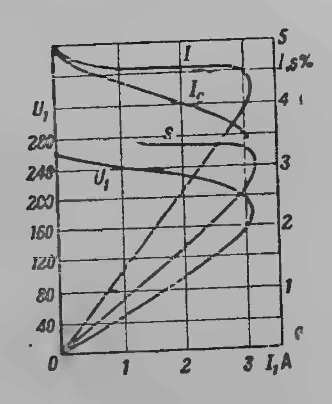
Фиг. 158.

83. Самовозбуждение асинхронного генератора

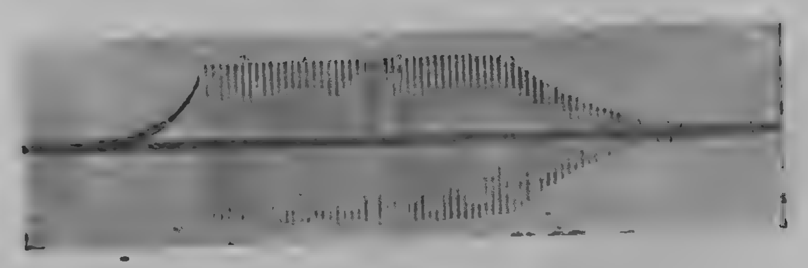
В случае приключения к клеммам асинхронного генератора конденсаторов становится возможным и его самовозбуждение. Толчком для самовозбуждения будет э. д. с. остаточного магнетизма асинхронной машины e_0. Пусть асинхронный генератор с приключенными параллельно на его клеммы конденсаторами вращается с постоянным числом оборотов n_2. Тогда э. д. с. остаточного магнетизма e_0, приложенная к конденсаторам, пошлет зарядный ток i_0 в обмотки фаз статора генератора. Возникшее вследствие этого в генераторе вращающееся магнитное поле наведет в статоре дополнительную э. д. с., и напряжение на клеммах статора, а следовательно, и конденсаторов, приключенных параллельно, увеличится до величины e_{01}. Следствием этого (фиг. 159) будет увеличение зарядного тока конденсаторов до величины i_{01}, дальнейшее увеличение напряжения на клеммах генератора до величины e_{02} и т. д. Произойдет самовозбуждение асинхронного генератора. Так как зависимость между напряжением и током конденсатора будет прямолиней-



Фиг. 159.



Фиг. 160.



Фиг. 161.

ной, а зависимость между током намагничения и э. д. с. генератора будет кривой намагничения, то самовозбуждение будет происходить до точки пересечения прямой с кривой намагничения в точке A, где наступит равновесие напряжений на конденсаторах и в фазах статора генератора, наведенных вращающимся магнитным полем. После самовозбуждения генератора, которое практически осуществляется в 1—2 сек., является возможным приключить нагрузку к генератору. На фиг. 160 приведены рабочие кривые асинхронного генератора, самовозбужденного с помощью конденсаторов. Частота и напряжение на клеммах изменяются вместе с возрастанием нагрузки аналогично, как и при возбуждении генератора от синхронных машин. Так как реактивное сопротивление асинхронного генератора велико вследствие наличия междужелезного пространства, то емкость конденсаторов, необходимая для самовозбуждения генератора, должна быть выбрана очень большая.

Поэтому хотя вопрос самовозбуждения резонансным способом асинхронных генераторов с помощью конденсаторов и является весьма интересным, но большого практического значения пока не имеет. Объясняется это также тем, что в настоящее время найден весьма простой и надежный способ самовозбуждения асинхронных генераторов от специальных возбудителей переменного тока со стороны ротора точно так же, как для синхронных машин. Возбужденные с их помощью асинхронные генераторы могут перевозбуждаться и употребляться в сетях как генераторы реактивного тока наравне с синхронными конденсаторами.

На фиг. 161 приведена осциллограмма самовозбуждения асинхронного генератора с помощью конденсаторов на клеммах C.

84. Область применения асинхронного генератора

Асинхронный генератор употребляется в настоящее время только как вспомогательный источник электрической энергии параллельно с мощной линией передачи. Например, между двумя мощными электрическими станциями, расположенными на большом расстоянии друг относительно друга, протекает река, энергию которой можно использовать, поставив на ней гидростанцию. Однако мощность реки невелика: 1 000—10 000 kW. В этом случае часто оборудуют благодаря простоте устройства и обслуживания гидростанцию на этой реке асинхронными генераторами. Гидростанция большей частью бывает автоматической с управлением от соседней мощной электростанции или диспетчерского пункта. Пуск станции осуществляется следующим образом:

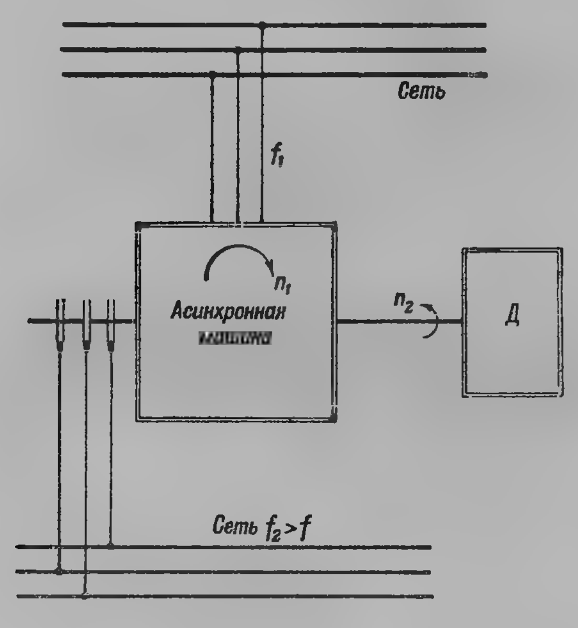
На расстоянии включают реле вентилей пусковых труб гидротурбины и генераторы разворачиваются до числа оборотов холостого хода. Далее автоматически включаются выключатели генераторов, и генераторы нагружаются открытием вентилей рабочих труб гидротурбин до определенной нагрузки, регулируемой специальным скоростным автоматом. Серьезным неудобством станции, оборудованной асинхронными генераторами, является возможность ее разноса при перерыве тока главной электроцентрали. В этом случае поток возбуждения асинхронных генераторов пропадает, генераторы без нагрузки идут вразнос вследствие поступающего в водяные турбины рабочего потока воды. Для предупреждения этого у гидрогенераторов имеется специальный скоростной автомат, ограничивающий повышение их числа оборотов при пропадании нагрузки и потом доводящий их скорость до числа оборотов холостого хода, чем они приготовляются к следующему включению. Асинхронные генераторы работают также с ветряными двигателями. По скоростным характеристикам водяная турбина и ветряной двигатель наиболее подходят в качестве первичного двигателя для асинхронного генератора.

ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ

АСИНХРОННАЯ МАШИНА ПРИ РАБОТЕ ПРОТИВ ПОЛЯ $f_2 > f_1$

85. Работа асинхронной машины периодумформером

Соединим асинхронную машину механически с первичным двигателем. Статор асинхронной машины присоединим к сети так же, как при работе двигателем (фиг. 162). Протекающий по фазам обмотки статора



Фиг. 162.

ток создает в воздушном зазоре вращающееся с числом оборотов n_1 поле.

Если теперь с помощью первичного двигателя привести ротор асинхронной машины во вращение в сторону, обратную вращению поля, то относительная скорость вращения проводов ротора в поле будет увеличена и равна сумме чисел оборотов ротора и вращающегося поля.

В этом случае скольжение s ротора в поле будет равно $s = \frac{n_1 + n_2}{n_1}$.

Величина э. д. с. фазы ротора, наведенной вращающимся потоком, будет иметь частоту, большую частоты статора:

$$E_{2s} = 4{,}44\ k''\ f_2 \Phi w_2 10^{-8}\ \mathrm{V},$$

где

$$f_2 = f_1 \cdot s,$$

а

$$s = \frac{n_2 + n_1}{n_1} > 1.$$

Таким образом при работе асинхронной машины в схеме фиг. 162 от колец ее ротора можно будет получить напряжение повышенной частоты $f_2 > f_1$; при числе оборотов ротора $n_2 = n_1$ (по вращении в противоположную сторону) число периодов ротора будет равно $2f_1$. Если

Стр.	Строка	Напечатано	Должно быть
203	9 снизу во 2-м и 3-м членах формулы	E_{2s}	E_2

Зак. 3711 — Б. П. Апаров.

n_1 n_1 n_1

Мощность ротора периодумформера

$$m_2 E_{2s} I_2 \cos\psi_2 = m_2 I_2^2 r_2 + m_2 U_2 I_2 \cos\varphi_2,$$

где $m_2 U_2 I_2 \cos\varphi_2$ — мощность сети повышенной частоты периодумформера;

U_2 — напряжение на кольцах ротора.

Мощность ротора периодумформера может быть представлена состоящей также из двух частей:

$$m_2 E_{2s} I_2 \cos\psi_2 = m_2 E_{2s} I_2 \cos\psi_2 + m_2 E_{2s} I_2 \cos\psi_2 (s - 1) = P_1 + P_2,$$

одной — переданной вращающимся полем, а другой — сообщенной с вала первичного двигателя P_2. Нетрудно видеть, что

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{1}{s - 1}.$$

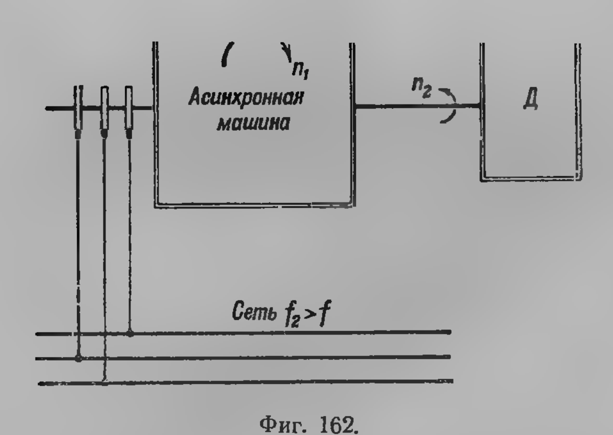
То же соотношение можно получить из теории асинхронной машины.

Полную мощность ротора периодумформера можно выразить через потери в активном сопротивлении ротора r_2 и в нагрузочном сопротивлении сети $R_{сети}$:

$$P_{2\,полн} = m_2 E_{2s} I_2^2 (r_2 + R_{сети}).$$

ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ

АСИНХРОННАЯ МАШИНА ПРИ РАБОТЕ ПРОТИВ ПОЛЯ $f_2 > f_1$



Фиг. 162.

ток создает в воздушном зазоре вращающееся с числом оборотов n_1 поле.

Если теперь с помощью первичного двигателя привести ротор асинхронной машины во вращение в сторону, обратную вращению поля, то относительная скорость вращения проводов ротора в поле будет увеличена и равна сумме чисел оборотов ротора и вращающегося поля.

В этом случае скольжение s ротора в поле будет равно $s = \frac{n_1 + n_2}{n_1}$.

Величина э. д. с. фазы ротора, наведенной вращающимся потоком, будет иметь частоту, большую частоты статора:

$$E_{2s} = 4{,}44 \ k'' \ f_2 \Phi w_2 10^{-8} \ V,$$

где

$$f_2 = f_1 \cdot s,$$

а

$$s = \frac{n_2 + n_1}{n_1} > 1.$$

Таким образом при работе асинхронной машины в схеме фиг. 162 от колец ее ротора можно будет получить напряжение повышенной частоты $f_2 > f_1$; при числе оборотов ротора $n_2 = n_1$ (по вращении в противоположную сторону) число периодов ротора будет равно $2f_1$. Если статор был приключен к напряжению сети с частотой $f_1 = 50$, то в этом случае на роторе будет возбуждена э. д. с. с частотой $2f_1 = 100$. При дальнейшем повышении числа оборотов соответственно будет возрастать и число периодов ротора.

Величину э. д. с. периодумформера E_{2s} можно представить в виде

$$E_{2s} = sE_2 = E_2 + E_2 (s - 1),$$

или

$$E_{2s} = E_t + E_r,$$

где E_t — э. д. с. трансформации, наводящаяся в роторе, когда он неподвижен;

E_r — э. д. с. вращения ротора, пропорциональная оборотам при вращении ротора против поля, так как

$$s - 1 = \frac{n_1 + n_2}{n_1} - \frac{n_1}{n_1} = \frac{n_2}{n_1}.$$

Мощность ротора периодумформера

$$m_2 E_{2s} I_2 \cos \psi_2 = m_2 I_2^2 r_2 + m_2 U_2 I_2 \cos \varphi_2,$$

где $m_2 U_2 I_2 \cos \varphi_2$ — мощность сети повышенной частоты периодумформера;

U_2 — напряжение на кольцах ротора.

Мощность ротора периодумформера может быть представлена состоящей также из двух частей:

$$m_2 E_{2s} I_2 \cos \psi_2 = m_2 E_{2s} I_2 \cos \psi_2 + m_2 E_{2s} I_2 \cos \psi_2 (s - 1) = P_t + P_2,$$

одной — переданной вращающимся полем, а другой — сообщенной с вала первичного двигателя P_2. Нетрудно видеть, что

$$\frac{P_t}{P_2} = \frac{1}{s - 1}.$$

То же соотношение можно получить из теории асинхронной машины.

Полную мощность ротора периодумформера можно выразить через потери в активном сопротивлении ротора r_2 и в нагрузочном сопротивлении сети $R_{сети}$:

$$P_{2\,полн} = m_2 E_{2s} I_2^2 (r_2 + R_{сети}).$$

Тогда

$$P_2 = m_2 I_2^2 \frac{(r_2 + R_{сети})(1-s)}{s},$$

$$P_i = m_2 I_2^2 \frac{r_2 + R_{сети}}{s}$$

и

$$m_2 I_2^2 (r_2 + R_{сети}) = P_i - P_2 =$$

$$= m_2 I_2^2 \frac{r_2 + R_{сети}}{s} + m_2 I_2^2 (r_2 + R_{сети}) \frac{s-1}{s},$$

откуда мы получаем

$$\frac{P_i}{P_2} = \frac{1}{s-1}.$$

Пример. Пусть $s = 2$, т. е. двигатель вращается против поля с числом оборотов ротора, равным n_1. Для этого случая

$$P_2 = -\left(\frac{m_2 I_2^2 r_2}{2}\right),$$

$$P_i = \frac{m_2 I_2^2 r_2}{2},$$

$$P_{2\,полн} = m_2 I_2^2 (r_2 + R_{сети}).$$

Мы видим, что при работе асинхронной машины против поля при $s = 2$ электрическая мощность получается в роторе двумя путями: половина ее передается вращающимся полем статора, другая половина сообщается первичным двигателем, на что указывает знак — перед выражением мощности P_2 (при работе асинхронной машины двигателем мы считали P_2 положительной величиной). Нетрудно видеть, что при других значениях s мы получаем и другие значения P_2 и P_i, однако в сумме их величина равна $P_{2\,полн} = m_2 E_2 I_2 \cos\psi_2$, т. е. электрической мощности ротора периодумформера.

В заключение рассмотрим относительную скорость вращающегося поля статора и ротора периодумформера; нетрудно видеть, что они, как и при других режимах асинхронной машины, неподвижны в пространстве друг относительно друга.

Действительно, скорость основной волны магнитного потока статорной обмотки будет

$$v_1 = 2\tau \cdot f_1.$$

Скорость магнитного потока ротора относительно роторной обмотки:

$$v_{2s} = 2\tau f_1 s = 2\tau (f_1 + f_r).$$

Механическая скорость ротора $v_2 = -2\tau f_r$.

Знак минус взят ввиду вращения ротора против поля. Тогда пространственная скорость магнитного поля ротора

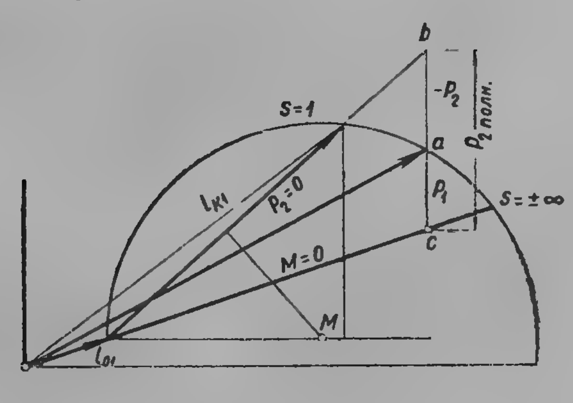
$$v = 2\tau (f_1 + f_r) - 2\tau f_r = 2\tau f_1 = v_1.$$

Таким образом мы видим, что, так же как и при работе асинхронной машины двигателем, поля, возбужденные токами статора и ротора, несмотря на то, что ротор вращается против поля статора, вращаются в одну сторону и имеют в пространстве одинаковую скорость независимо от числа оборотов ротора, т. е. друг относительно друга неподвижны, образуя постоянный крутящий момент.

Периодумформер находит себе применение в некоторых промышленных установках, где требуются двигатели с большим числом оборотов, приводящиеся в движение от сети с повышенным числом периодов, например, в деревообделочной промышленности, на фабриках искусственного шелка и т. п.

86. Работа асинхронной машины в качестве тормоза

При работе асинхронной машины против поля в качестве тормоза значения токов и мощностей могут быть определены с помощью построенной в гл. 14 круговой диаграммы. Рабочие точки будут находиться на дуге окружности от точки $s = 1$ до точки $s = +\infty$ (фиг. 163).



Фиг. 163.

В какой-нибудь точке a мощность на валу в режиме против поля P_2 может быть определена в известном масштабе отрезком ab до линии, являющейся продолжением линии полезной мощности $P_2 = 0$, мощность, переданная от статора ротору вращающимся полем, будет определена отрезком ac до линии моментов $P_i = 0$.

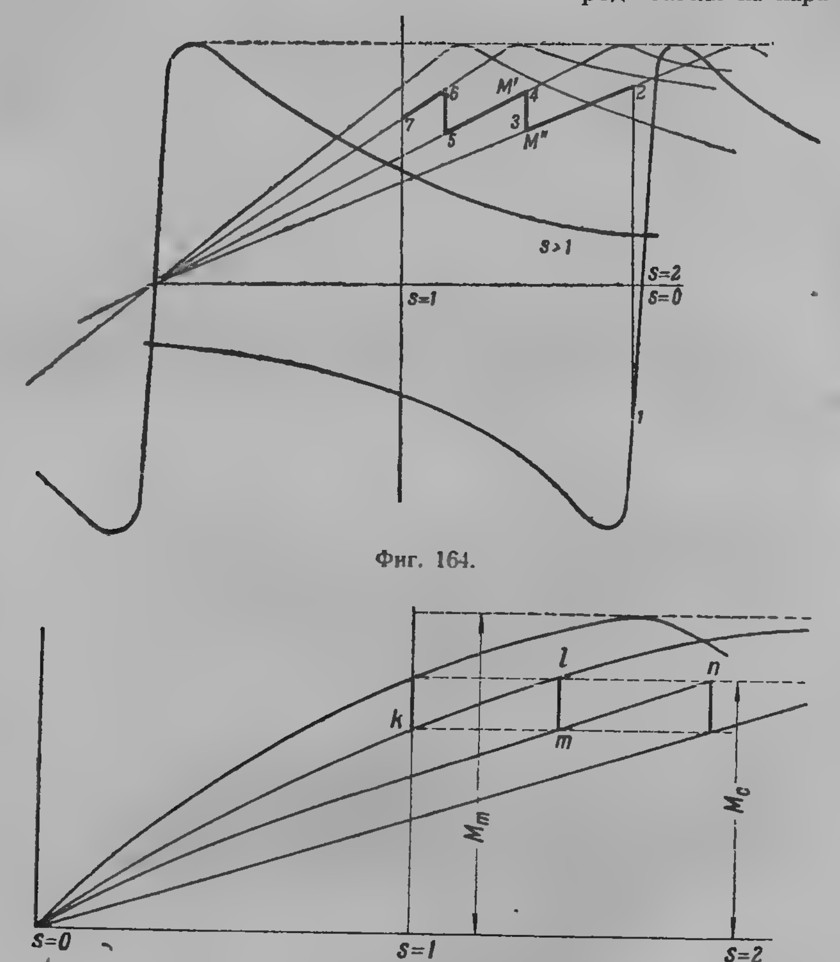
Практическое применение работы асинхронной машины против поля тормозом находит место, например, в крановых и подъемных устройствах. Если необходимо остановить опускающийся груз, то у асинхронного двигателя переключают на статоре направление вращения поля, поле начинает вращаться в обратную, чем ротор, сторону, и система ротора быстро останавливается. Эффект торможения ротора можно значительно усилить включением в цепь ротора активного сопротивления увеличивающего электрическую мощность торможения ротора. Включение в цепь ротора активного сопротивления необходимо также и по причине устойчивости процесса торможения ротора и предохранения от возможности разноса.

Рассмотрим два случая торможения при:

1) инерционном движении вращающихся масс.

2) спуске груза под влиянием собственного веса.

На фиг. 164 представлен процесс торможения противотоком инерционного движения. Начальное положение электродвигателя на характе-



Фиг. 164.

Фиг. 165.

ристике представлено цифрой 1. Введя в ротор сопротивление для целей устойчивого торможения и переключив две какие-нибудь фазы статора, переведем двигатель на новую реостатную характеристику в точку 2, при этом момент оказывается отрицательным и большим, чем движущий момент сил инерции; угловая скорость ротора начинает уменьшаться. Выключая последовательно ступени реостата и поддерживая при этом величину тормозного момента в пределах от M'' до M', заставим двигатель переходить с одной реостатной характеристики на другую, пока он не остановится в некоторой точке 7. В это мгновенье

следует двигатель отключить от сети, иначе он начнет разгоняться, но в противоположную сторону.

На фиг. 165 представлен случай торможения ротора под влиянием собственного веса груза. При этом торможении опрокидывающий момент M_M должен быть при скольжении $s > 1$, т. е. в зоне работы машины электромагнитным тормозом против поля.

Допустим, что в каком-нибудь подъемном устройстве требуется спустить груз, который своим весом вращает весь лебедочный механизм вместе с двигателем, сообщая валу последнего некоторый момент M_c в сторону спуска и может разогнать его до опасной быстроты. Подберем сопротивление цепи ротора таким образом, чтобы вращающий момент двигателя был бы меньше момента M_c, тогда двигатель будет вращаться в сторону спуска, т. е. против поля до тех пор, пока увеличивающийся по устойчивой характеристике kl момент двигателя не делается равным моменту M_c, после чего наступит равномерный спуск груза.

Если теперь увеличить сопротивление ротора таким образом, чтобы M стал меньше, чем M_c, то опять начнется ускорение спуска по новой характеристике mn и т. д.; осуществляется спуск груза торможением двигателя против поля.

ГЛАВА ДЕВЯТНАДЦАТАЯ

ВЛИЯНИЕ ВЫСШИХ ГАРМОНИК НА РАБОЧИЙ ПРОЦЕСС АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

87. Асинхронные моменты высших гармоник

Высшие гармоники кривой намагничивающей силы и зубцовые гармоники, теория которых разбиралась нами в гл. 4 и 5, влияют на рабочий процесс асинхронного двигателя еще таким образом, что они образуют паразитные крутящие моменты. Наибольшие крутящие моменты создают обмоточные гармоники порядка

$$\nu = \frac{\text{[illegible]}}{p} \pm 1,$$

обмоточный коэфициент которых, как было найдено в § 28, равен обмоточному коэфициенту первой гармоники, а также зубцовые гармоники того же порядка.

Влияние моментов от высших гармоник нами будет рассматриваться только для короткозамкнутых двигателей, так как для двигателей с кольцами при пуске их с реостатом моменты от высших гармоник крайне незначительны.

Для короткозамкнутых двигателей при разбеге наибольшие паразитные моменты создают зубцовые гармоники статора, особенно в машинах с открытыми пазами на статоре. Пусть число зубцов на статоре на пару полюсов равно $\frac{z_1}{p}$, тогда номер гармоник будет:

$$\nu_1 = \frac{z_1}{p} \pm 1.$$

Знак + соответствует прямой системе, знак — инверсной. Так как число пар полюсов этих гармоник равно $\nu_1 p$, то она в пространстве вращается в ν_1 раз медленнее, чем основное поле. Таким образом число оборотов ν_1-й гармоники в пространстве равно

$$n_\nu = \frac{60 \cdot f}{p \nu_1} = \frac{n_1}{\nu_1}.$$

Эти гармоники наводят в стержнях беличьей клетки ротора токи $\dot{I}_{2\nu}$ частоты $f_{2\nu} = s_\nu f_1$, определяющейся скольжением ротора в поле этой гармоники

$$s_\nu = \frac{n_\nu - n_2}{n_\nu} = 1 - (1 - s)\,\nu_1.$$

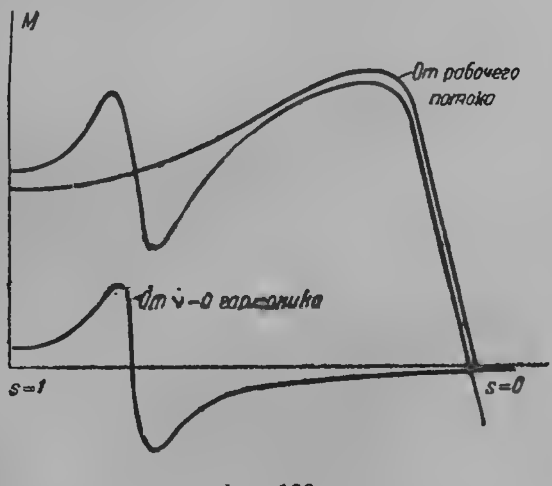
При скольжении, когда $s_\nu = 0$, т. е. при

$$s = 1 - \frac{1}{\nu_1} \approx 1$$

ротор неподвижен в поле этой гармоники порядка ν_1, т. е. вращается с ней синхронно. При дальнейшем вращении ротора с большей скоростью ротор начинает вращаться быстрее поля ν_1-й гармоники, т. е. переходит по отношению к этой гармонике на генераторный режим. Поэтому момент, образованный взаимодействием $\dot{I}_{2\nu}$ с магнитным потоком ν_1-й гармоники до скорости

$$n_2 = n_1\left[1 - \left(1 - \frac{1}{\nu_1}\right)\right] = \frac{n_1}{\nu_1},$$

является двигательным, а после этой скорости генераторным, т. е. тормозящим двигатель (фиг. 166). При некоторых особенно неправильных соотношениях чисел зубцов z_1 и z_2 статора и ротора провал в кривой крутящих моментов, вызванный гармоникой порядка ν_1, может достигнуть такой величины, что двигатель будет заторможен. Торможение это выявляется в самом начале пуска двигателя, так как порядок гармоники ν_1 велик.



Фиг. 166.

Пример. Число зубцов статора $z_1 = 48$, число полюсов $2p = 4$, тогда:

$$\nu_1 = \frac{z_1}{p} + 1 = \frac{48}{2} + 1 = 25,$$

$$n_2 = \frac{n_1}{\nu_1} = \frac{1500}{25} \approx 60 \text{ об/мин.}$$

88. Подсчет момента от поля высшей гармоники статора порядка ν_1

Подсчет может быть произведен по формуле § 66, если мы вместо s подставим значение s_ν и вместо M и $L_{полн\,2}$ значения M_ν и $L_{2\nu}$, причем на основании выражений:

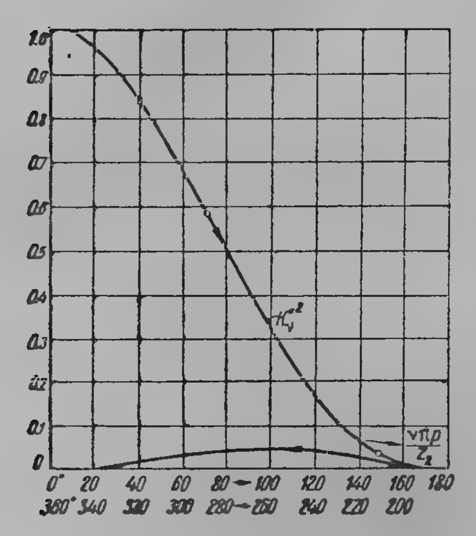
$$M_\nu = \frac{M_1 k''_\nu}{k''_1 \nu_1^2},$$

$$L_{2\nu} = L_{полн\,2} \frac{k''^2_\nu}{k''^2_1 \nu_1^2},$$

тогда крутящий момент ν-й гармоники $M_{кр\nu}$

$$M_{кр\nu} = C \frac{M_\nu^2 \frac{r_2'}{s_\nu}}{\left(\frac{r_2'}{s_\nu}\right)^2 + L_{2\nu}^2 \omega_1^2} I_1^2 \text{ kgm}.$$

Что касается до величины обмоточного коэфициента k_ν'' ротора с беличьей клеткой, то его обычно принимают по Брагштадту равным единице. Это неправильно, согласно Дрейфусу



Фиг. 167.

$$k_\nu'' = \frac{\sin \nu_1 \frac{\theta}{2}}{\nu_1 \frac{\theta}{2}},$$

где

$$\theta = \frac{2\pi\nu_1 p}{z_2}.$$

Здесь z_2 — число стержней короткозамкнутого ротора. На фиг. 167 приведена кривая $k_\nu''^2$ в зависимости от $\frac{\nu_1 p\pi}{z_2}$. Из данной кривой мы видим, что является возможным подобрать такое число зубцов ротора, при котором величина обмоточного коэфициента k_ν'' будет мала, а следовательно, мал и момент, образуемый зубцовой гармоникой порядка ν_1, из кривой фиг. 167 мы видим, что для этого достаточно подобрать:

$$\frac{180^\circ \nu_1 p}{z_2} \geqslant 145^\circ,$$

т. е.

$$z_2 \leqslant 1{,}25\,(z_1 + p).$$

На фиг. 168 приведены кривые крутящих моментов асинхронного двигателя с числом зубцов ротора, не удовлетворяющим этому условию $z_2 = 55$, $z_1 = 36$. Мы видим, какой значительный провал может получиться в кривой крутящих моментов двигателя вследствие большой величины момента от зубцовой гармоники порядка ν_1.

Одной из мер, устраняющих искажение кривой крутящих моментов, является скос пазов на величину шага зубца, или точнее:

$$\gamma = \frac{2\pi}{z_1 + p}.$$

В этом случае в стержнях ротора не будет тока от зубцовой гармоники. На фиг. 169, 170 приведены кривые крутящих моментов для одного

Фиг. 170.

Фиг. 169.

Фиг. 168.

и того же двигателя, но один раз с нормальными, другой раз с косыми пазами ротора. Как видно, скашивание пазов устраняет провалы в кривой крутящих моментов.

89. Синхронные моменты от зубцовых гармоник

Как мы выяснили, от зубцов статора в магнитном потоке появляются гармоники порядка

$$\nu_1 = \frac{z_1}{p} \pm 1,$$

которые вращаются с числом оборотов

$$n_\nu = \frac{n_1}{\nu_1}.$$

Аналогично зубцы ротора вызывают в магнитном потоке гармоники порядка:

$$\nu_2 = \frac{z_2}{p} \pm 1.$$

Является возможной при определенном числе оборотов ротора синхронная скорость статорных полей от зубцовых гармоник порядка ν_1 и порядка ν_2. Условие можно будет написать в виде:

$$\pm \frac{n_1}{\nu_1} - \frac{n_1 - n_2}{\nu_2} \pm n_2.$$

Знак + перед n_2 соответствует вращению ротора против поля, так как при этом должно быть $\nu_1 = \nu_2$, то число оборотов, при котором наступает синхронная скорость

$$n_2 = \frac{2n_1}{(1 + \nu_1)} \text{ или } n_2 = 0.$$

Из условия, необходимого для возникновения синхронных моментов $\nu_1 = \nu_2$, получаем:

$$\frac{z_1}{p} \pm 1 = \frac{z_2}{p} \pm 1,$$

последнее возможно, когда

$$z_1 = z_2$$

и когда

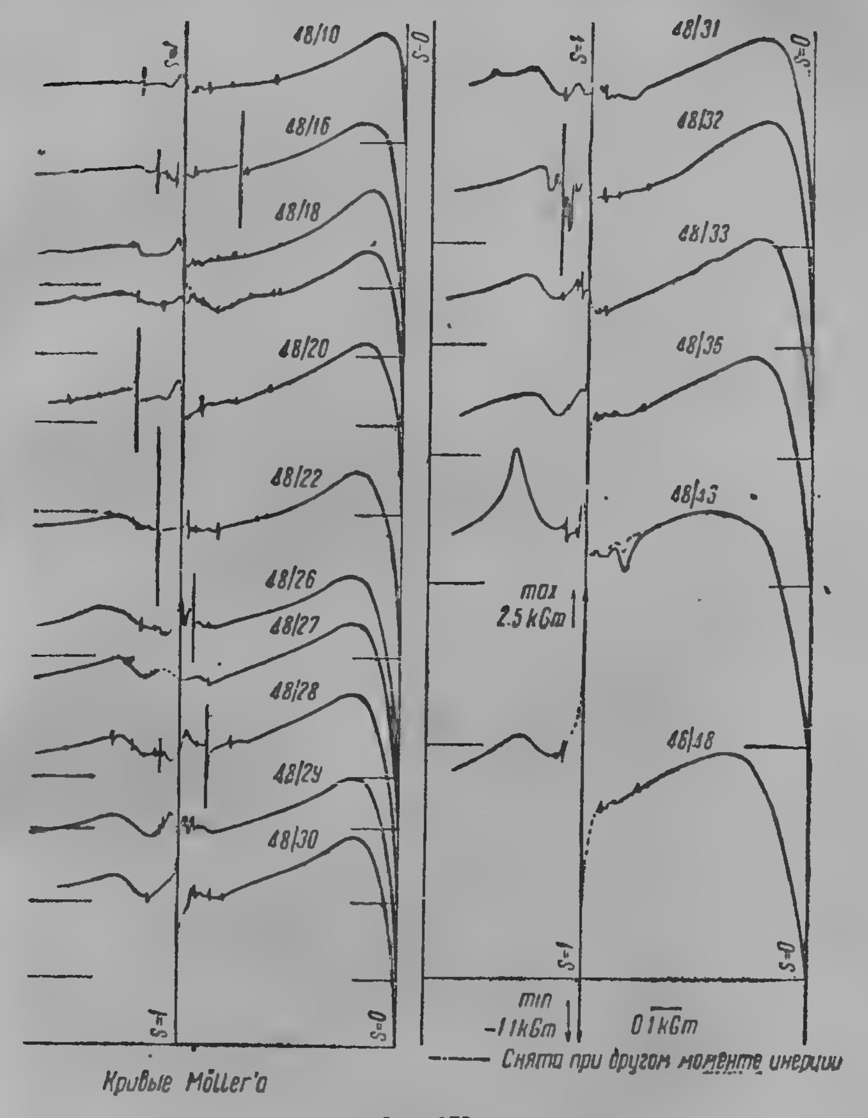
$$z_1 - z_2 = \pm 2p,$$

600 400 200 Тормоз
400 600 800 1000 1200 1400 об/мин

Фиг. 171.

т. е. когда числа зубцов статора или ротора равны или когда они отличаются друг от друга на число полюсов двигателя. Найденных соотношений при выборе пазов асинхронного двигателя следует избегать. На фиг. 171 приведена кривая крутящих моментов асинхронного двигателя, в которой имеется синхронный момент гармоник статора и ротора.

Как видно из фиг. 171, на определенной скорости наступает резкое изменение крутящего момента двигателя, синхронный момент переходит

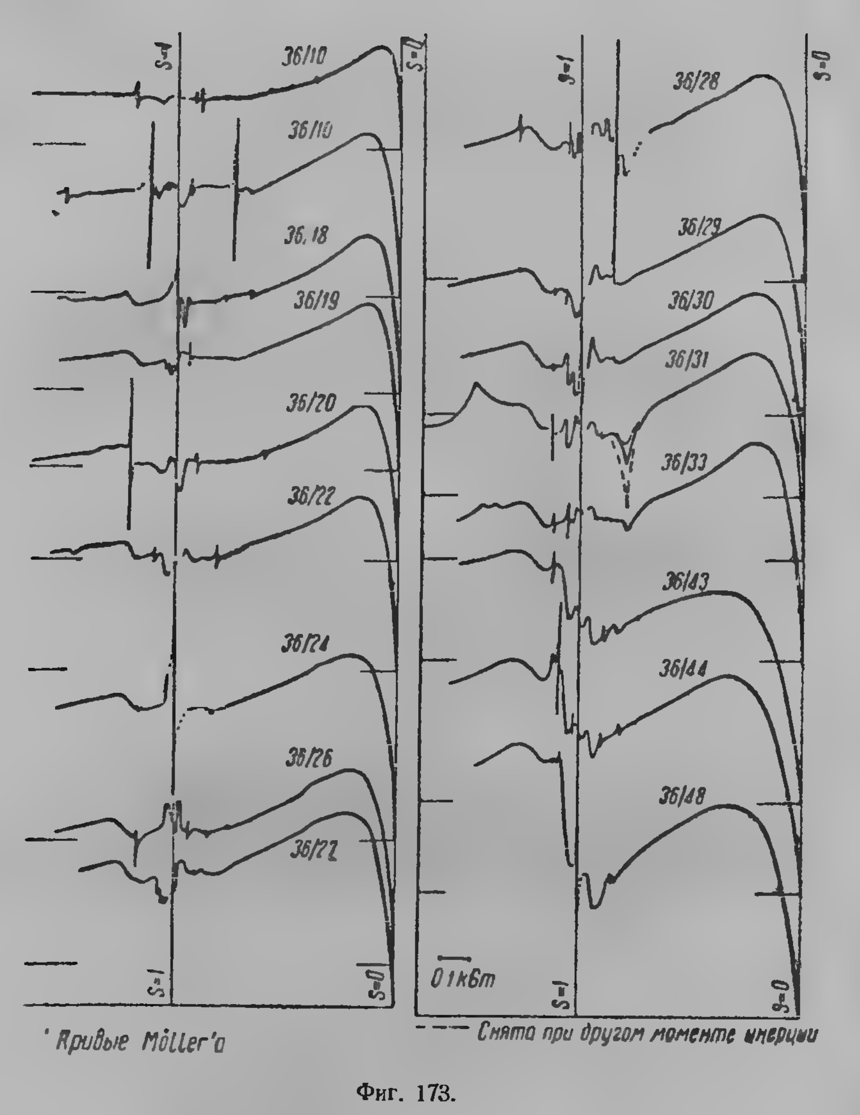


Фиг. 172.

из двигательного в генераторный режим в пределах 180°, как в синхронной машине.

На фиг. 172, 173, 174 представлены опытные кривые крутящих моментов, снятые Мёллером для различных чисел зубцов статора и ротора.

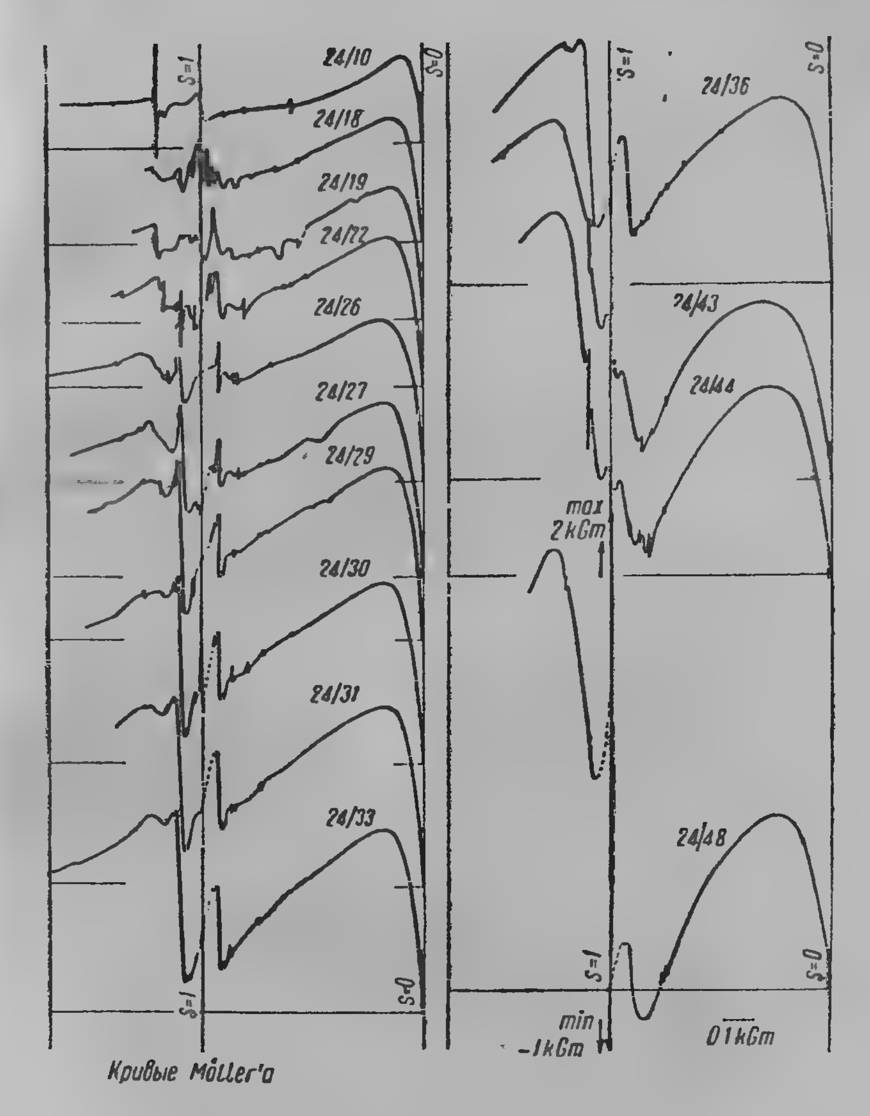
При работе асинхронного двигателя против поля тормозящее действие проявляют моменты от прямых гармоник ротора и инверсных гармоник статора.



Фиг. 173.

90. Одноосные притяжения высших гармоник

Следует отметить еще одно дополнительное условие, которое также определяет наивыгоднейшее соотношение чисел зубцов статора и ротора — это открытая Фрице интерференция зубцовых полей, дающая одноосное притяжение, если эти поля отличаются друг от друга на один полюс или на известное нечетное число. В этом случае на периферии статора располагается соответствующее разности между числами



Фиг. 174.

пазов статора и ротора число зон с большой магнитной проницаемостью. При повороте ротора на зубец максимум интерференционной волны от зубцов статора и ротора перемещается при $z_1 - z_2 = 1$ на $^1/_2$ окружности, при $z_1 - z_2 = 3$ на $^1/_6$ окружности и т. д., что будет соответствовать весьма большой скорости перемещения при вращении

ротора[1]. В месте совпадения зубцов статора и ротора возникает радиальное притяжение зубцов статора и ротора, которое при нечетном числе зон притяжения не будет уравновешенным относительно оси ротора. Возникнет сила одноосного притяжения ротора, которая при вращении ротора, как было сказано, будет перемещаться с огромной скоростью относительно ротора, вызовет вибрацию и шум двигателя. Если период собственных колебаний ротора при разбеге где-нибудь совпадет с периодом одноосной силы, то ротор может затормозиться в этом месте (фиг. 175 кривые 19 и 25), так как вся его энергия будет переходить в механическую энергию вибрации. Условиями возникновения одноосных притяжений для основных зубцовых полей будут

$$\frac{z_1}{p} \pm 1 = \frac{z_2}{p} \pm 1 \pm \frac{1}{p},$$

откуда разность между числами зубцов статора и ротора

$$z_1 - z_2 = \pm 1,$$
$$z_1 - z_2 = \pm 2p \pm 1,$$

каких соотношений следует избегать.

Фиг. 175.

91. Влияние высших гармоник напряжения

Если к зажимам асинхронного двигателя приложено несинусоидальное напряжение, то мы можем его разложить на основную гармонику и ряд высших гармоник порядка n (1, 3, 5, 7 ... n). Вызванные токами высших гармоник магнитные поля образуют вращающиеся поля, которые, если $\frac{n-\nu}{m}$ — целое число, вращаются в сторону основного поля, когда $\frac{n+\nu}{m}$ — целое число, то в обратную сторону, когда $\frac{n \pm \nu}{m}$ — целое число, образуют пульсирующие поля (см. § 24). Рассматривая основное поле $\nu = 1$ по полюсному делению, эти условия напишутся в виде:

$$\frac{n-1}{m}; \quad \frac{n+1}{m} \quad \text{и} \quad \frac{n \pm 1}{m},$$

где m — число фаз.

Угловая скорость основного поля высшего порядка в n раз больше скорости поля основной гармоники. Для ν-й гармоники поля вращение гармоники будет в $\frac{n}{\nu}$ быстрее или медленнее поля основной гармоники.

[1] См. фиг. § 93.

Так как реактивные сопротивления статора и ротора пропорциональны числу периодов, то реактивные сопротивления для n-й гармоники тока:

$$x_{1n} = n x_1;$$
$$x_2{}'_n = n x_2{}';$$
$$x_{0n} = n x_0.$$

Если принять, что активные сопротивления для высших гармоник тока не изменяются, то

$$r_{1n} = r_1$$

и

$$\frac{r_2{}'_n}{s_n} = \frac{r_2{}'}{s_n},$$

где

$$s_n = \frac{n\omega_1 \mp \omega_2}{n\omega_1}.$$

Верхний знак соответствует токам, которые образуют вращение поля

Стр.	Строка	Напечатано	Должно быть
217	6 снизу в ф-ле (19,1)	ν	U

Зак. 3711 — Б. П. Апаров.

$$\cos\varphi = \sqrt{\frac{\cos^2\varphi_1 + \left(\frac{\nu_3}{\nu_1}\right)^2 \cos^2\varphi_3 + \left(\frac{\nu_5}{\nu_1}\right)^2 \cos^2\varphi_5 + \dots}{1 + \left(\frac{\nu_3}{\nu_1}\right)^2 + \left(\frac{\nu_5}{\nu_1}\right)^2 + \dots}}. \quad (19,1)$$

Нетрудно видеть, что $\cos\varphi < \cos\varphi_1$.

При нормальной работе двигателя приближенно

$$s_n = 1 \pm \frac{1}{n}.$$

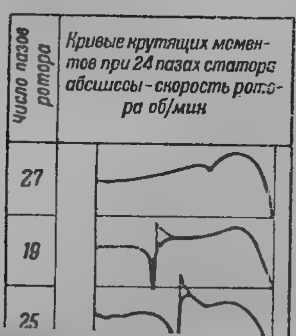
Тогда $\cos\varphi_n$ n-й гармоники тока

$$\cos\varphi_n \approx \frac{r_1 + \frac{r_2{}'n}{n \pm 1}}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r_2{}'n}{n \pm 1}\right)^2 + n^2 (x_1 + x_2{}')^2}}.$$

ротора[1]. В месте совпадения зубцов статора и ротора возникает радиальное притяжение зубцов статора и ротора, которое при нечетном числе зон притяжения не будет уравновешенным относительно оси ротора. Возникнет сила одноосного притяжения ротора, которая при вращении ротора, как было сказано, будет перемещаться с огромной скоростью относительно ротора, вызовет вибрацию и шум двигателя. Если период собственных колебаний ротора при разбеге где-нибудь совпадет с периодом одноосной силы, то ротор может затормозиться в этом месте (фиг. 175 кривые 19 и 25), так как вся его энергия будет переходить в механическую энергию вибрации. Условиями возникновения одноосных притяжений для основных зубцовых полей будут

$$\frac{z_1}{p} \pm 1 = \frac{z_2}{p} \pm 1 \pm \frac{1}{p},$$

откуда разность между числами зубцов статора [illegible]



Фиг. 175.

[illegible] m лое число, то в обратную сторону, когда $\frac{n \pm \nu}{m}$ — целое число, образуют пульсирующие поля (см. § 24). Рассматривая основное поле $\nu = 1$ по полюсному делению, эти условия напишутся в виде:

$$\frac{n-1}{m}, \quad \frac{n+1}{m} \quad \text{и} \quad \frac{n \pm 1}{m},$$

где m — число фаз.

Угловая скорость основного поля высшего порядка в n раз больше скорости поля основной гармоники. Для ν-й гармоники поля вращение гармоники будет в $\frac{n}{\nu}$ быстрее или медленнее поля основной гармоники.

[1] См. фиг. § 93.

Так как реактивные сопротивления статора и ротора пропорциональны числу периодов, то реактивные сопротивления для n-й гармоники тока:

$$x_{1n} = nx_1;$$

$$x_2{}'_n = nx_2{}';$$

$$x_{0n} = nx_0.$$

Если принять, что активные сопротивления для высших гармоник тока не изменяются, то

$$r_{1n} = r_1$$

и

$$\frac{r_2{}'_n}{s_n} = \frac{r_2{}'}{s_n},$$

где

$$s_n = \frac{n\omega_1 \mp \omega_2}{n\omega_1}.$$

Верхний знак соответствует токам, которые образуют вращение поля в сторону основного поля, нижний знак для обратновращающихся полей. Двойным рассеянием высших гармоник тока, имеющим малую величину, пренебрежем. Ток n-й гармоники в зависимости от скольжения перемещается по окружности. Радиус круговой диаграммы равен примерно части радиуса окружности тока для основной гармоники, так как реактивное сопротивление ротора и статора в n раз больше реактивных сопротивлений статора и ротора для основной гармоники. Так как активные сопротивления статора и ротора остаются для n-й гармоники тока теми же, то отношение $\frac{r_2{}'}{s_n}$ в рабочем режиме асинхронной машины в качестве двигателя будет небольшой величиной, ввиду того, что скольжение ротора для n гармоник $s_n = \frac{n\omega_1 \mp \omega_2}{n\omega_1}$ велико. Поэтому высшие гармоники тока будут по отношению к их напряжению реактивными. Высшие гармоники тока уменьшают поэтому коэфициент мощности асинхронного двигателя. Коэфициент мощности машины при несинусоидальном напряжении:

$$\cos\varphi = \sqrt{\frac{\cos^2\varphi_1 + \left(\frac{\nu_3}{\nu_1}\right)^2\cos^2\varphi_3 + \left(\frac{\nu_5}{\nu_1}\right)^2\cos^2\varphi_5 + \ldots}{1 + \left(\frac{\nu_3}{\nu_1}\right)^2 + \left(\frac{\nu_5}{\nu_1}\right)^2 + \ldots}}. \quad (19,1)$$

Нетрудно видеть, что $\cos\varphi < \cos\varphi_1$.

При нормальной работе двигателя приближенно

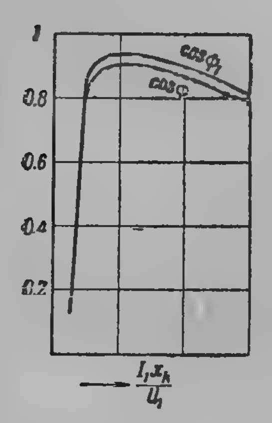
$$s_n = 1 \pm \frac{1}{n}.$$

Тогда $\cos\varphi_n$ n-й гармоники тока

$$\cos\varphi_n \approx \frac{r_1 + \frac{r_2{}'n}{n \pm 1}}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r_2{}'n}{n \pm 1}\right)^2 + n^2(x_1 + x_2{}')^2}}.$$

Из последнего уравнения значение $\cos\varphi_n$ для каждой гармоники тока необходимо подставить в выражение $\cos\varphi$ (19,1).

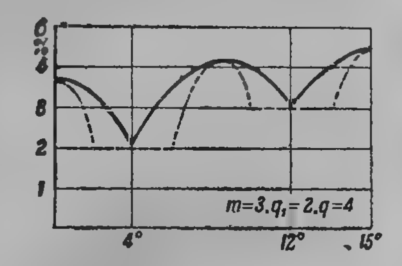
На фиг. 176 представлено изменение $\cos\varphi$ для чисто синусоидального напряжения на зажимах, а также $\cos\varphi$ при несинусоидальном напряжении двигателя, когда пятая гармоника составляет $\frac{1}{5}$, седьмая $\frac{1}{7}$ амплитуды основной гармоники.



Фиг. 176.

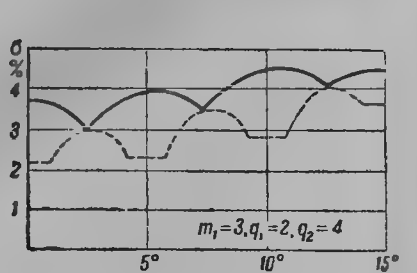
Кривая дана в зависимости от отношения $\frac{I_1 x_k}{U_1}$. При этом наибольший коэфициент мощности для чисто синусоидального напряжения 0,915 снижается для данного несинусоидального напряжения до 0,889, т. е. примерно на 3%.

Крутящий момент и к. п. д. также уменьшаются при применении несинусоидального напряжения. Это происходит оттого, что часть полей, вызванных высшими гармониками тока, вращается в противоположную сторону и создает моменты обратного знака по отношению к основному моменту. В то же время для гармоник тока, которые создают положительные моменты, отношение потерь $I_{2n}'^2\, r_2'$ к величине мощности ротора $\frac{I_{2n}'^2\, r_2'}{s_n}$ значительно больше, чем для основной гармоники, так как s_n велико. Таким образом потери в роторе возрастают с номером гармоники тока значительнее, чем ее мощность. Коэфициент полезного действия и максимальный крутящий момент двигателя поэтому уменьшаются. Потери в железе ротора также возрастают вследствие большой скорости полей относительно ротора. Ввиду этого для получения высокого к. п. д. и коэфициента мощности для асинхронного двигателя синусоидальная кривая напряжения является наиболее желательной.



92. Влияние высших гармоник поля на величину тока короткого замыкания

Реактанц рассеяния обмоток статора и ротора, как было найдено в гл. 6, слагается из реактанца рассеяния пазов и лобовых частей и так называемого двойного рассеяния полей высших гармоник статора и ротора x_{τ_1} и x_{τ_2}:



Фиг. 177.

$$x_1 = x_{\sigma_1} + x_{\tau_1},$$
$$x_2 = x_{\sigma_2} + x_{\tau_2}.$$

Как ранее было выяснено в гл. 6, величина двойного рассеяния от высших гармоник потока статора и ротора является переменной величиной в зависимости от поворотов неподвижного ротора. Поэтому ток короткого замыкания асинхронного двигателя меняет свою величину при повороте ротора. Вариации реактивного сопротивления при повороте неподвижного ротора зависят в сильной степени от отношения числа пазов статора и ротора. Изменения реактанца высших гармоник потока при повороте ротора приведены на фиг. 177.

Пример. Двигатель 3,7 kW $2p = 4$ и $q_1 = 6$, $q_2 = 4$ имел на основании опыта короткого замыкания при одном положении ротора

$$x_{k\,min} = x_1 + x_2 = 0{,}51\ \Omega,$$

при другом положении ротора

$$x_{k\,max} = x_1 + x_2 + x_{\tau_1} + x_{\tau_2} = 0{,}67\ \Omega.$$

Вследствие различной величины реактивного сопротивления обмоток при повороте ротора меняется также и начальный момент. На фиг. 178 приведены кривые изменения начального момента для двигателя, имеющего на статоре 24 паза и различные числа пазов ротора.

Число пазов ротора	Кривые начального момента асинхронного двигателя, $n_1 = 1500$ об/мин, $Z = 24$ паза
27	
19	
25	
18	
28	
20	
29	
42	
38	
41	
22	

Фиг. 178.

ГЛАВА ДВАДЦАТАЯ

ШУМ В АСИНХРОННЫХ МАШИНАХ

93. Правила выбора зубцов статора и ротора для бесшумных асинхронных двигателей

Конструирование бесшумных электрических машин является одной из важных проблем современного электромашиностроения. В этой главе мы исследуем причины шумов в асинхронных двигателях и даем те соотношения зубцов статора и ротора, которые следует избегать, как вызывающих шум двигателя. Одной из основных причин возникновения шума в асинхронных двигателях являются неправильные соотношения чисел зубцов статора и ротора. Из-за зубцов статора и ротора кривая рабочего потока приобретает „зубчатый“ вид. Пульсации рабочего потока от зубцов вызывают радиальные притяжения зубцов статора и ротора, приводящие в колебания как зубцы, так и в некоторых случаях тело всего статора и ротора. Эти колебания и вибрации зубцов и тела статора и ротора и являются основной причиной шумов и „пения“ асинхронных двигателей. При изыскании соотношений зубцов статора и ротора, вызывающих шум двигателя, мы воспользуемся разложением кривой потока двигателя на основную волну и высшие гармоники.

Гармонки, появившиеся в потоке вследствие зубцов, будем называть *зубцовыми гармониками*.

Пульсации потока от зубцов статора и ротора могут быть представлены в виде интерференционной волны (фиг. 67), жестко закрепленной на полюсном делении и пульсирующей по времени по закону синуса. Эту интерференционную волну можно разложить в ряд Фурье, причем основные зубцовые гармоники будут иметь частоту:

$$\nu_1 = \frac{z_1}{p} \pm 1 \qquad \text{для статора,}$$

$$\nu_2 = \frac{z_2}{p} \pm 1 \qquad \text{для ротора.}$$

Гармоники со знаком $+$ будут вращаться в сторону основной волны $\rightarrow$, со знаком $-$ в обратную сторону $\leftarrow$. Высшие гармоники зубцовых полей будут иметь частоту:

$$\nu' = x\frac{z}{p} \pm 1.$$

Здесь $x = 2, 3, 4, 5, \ldots$

$$x = \frac{1}{2}, \frac{1}{3}, \frac{1}{4}, \ldots$$

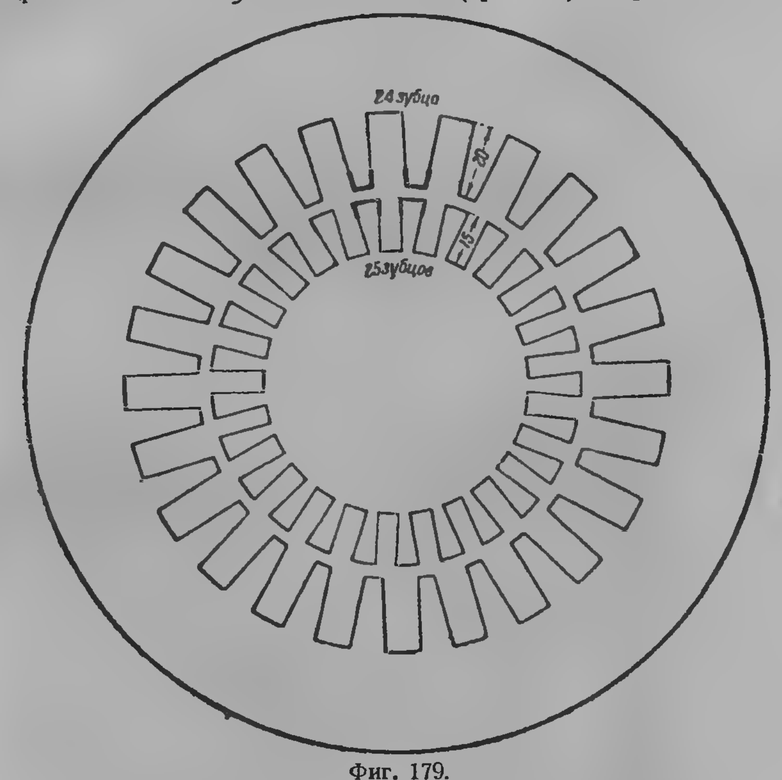
При несинусоидальном магнитном потоке частота зубцовых гармоник будет равна:

$$\nu'' = x\frac{z}{p} \pm y,$$

где y — номер гармоник основного поля для двухслойных обмоток с целым числом пазов на полюс и фазу.

$$y = 3, 5, 7, \ldots$$

Для дробных обмоток y — любое целое (кроме 1) и дробное число.



Фиг. 179.

Первая причина шума. Асинхронное движение зубцовых гармоник статора и ротора одного числа полюсов.

Как при пуске, так и при работе шум асинхронного двигателя возникает, когда на статоре и роторе имеются гармоники с одинаковыми числами полюсов. Эти гармоники в момент запуска создают так называемые синхронные моменты. Условия возникновения таких гармоник:

$$\frac{z_1}{p} \pm 1 = \frac{z_2}{p} \pm 1.$$

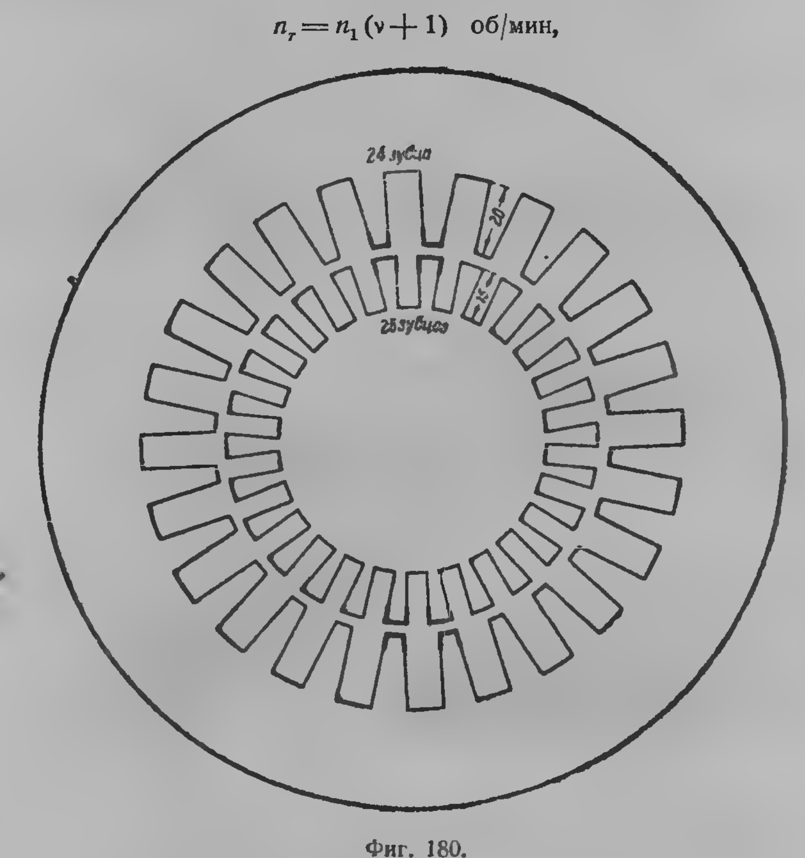
Шум возникает, когда $z_1 = z_2$ и $z_1 - z_2 = \pm 2p$.

Вторая причина шума. Возникновение радиальных сил от высших гармоник.

Когда две зубцовые гармоники статора и ротора, вращаясь в разные стороны, отличаются числом полюсов друг от друга на 1, 2, 3, 4 и т. д., то в воздушном зазоре двигателя возникают радиальные силы.

Когда число полюсов зубцовых гармоник отличаются на единицу, то в зазоре возникает одностороннее притяжение вследствие эксцентричной силы. Эта сила опасна потому, что она вращается в зазоре с очень большой скоростью

$$n_r = n_1(\nu + 1) \text{ об/мин},$$



Фиг. 180.

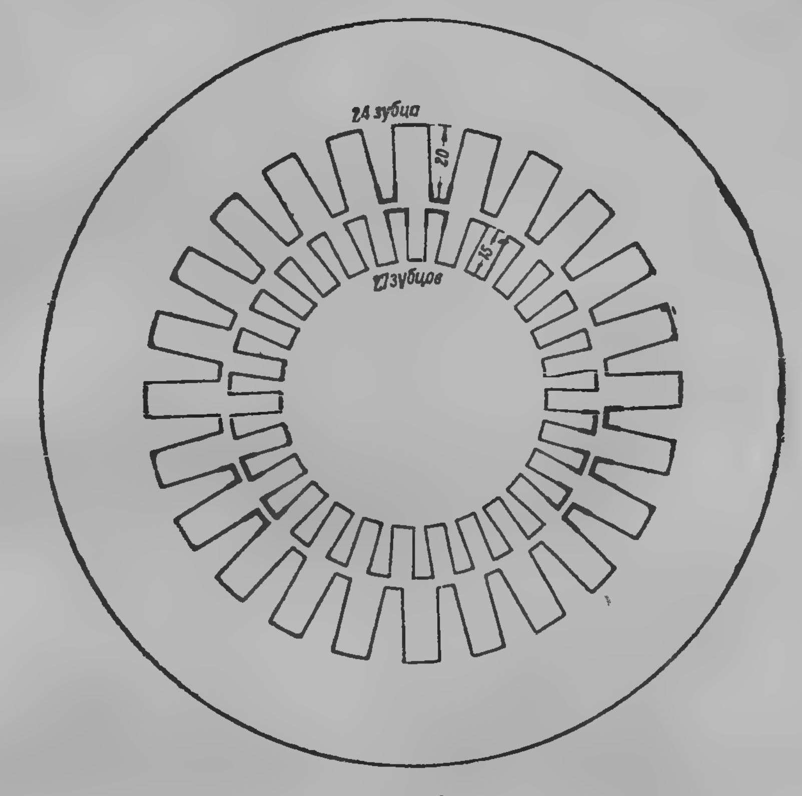
т. е. в $\nu + 1$ раз превосходит синхронную скорость поля статора.

Пример: $\nu + 1 = 19$, $n_1 = 1\,500$ об/мин,

$$n_r = 19 \cdot 1\,500 \approx 23\,500 \text{ об/мин}.$$

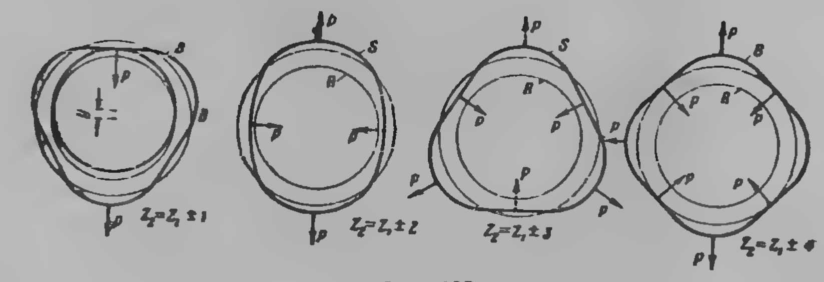
При такой скорости вращения радиальной силы может возникнуть резонанс с собственными колебаниями ротора, что вызовет сильную вибрацию ротора; в наиболее тяжелом случае ротор начнет задевать за статор, и двигатель остановится; от вибрации ротора и статора появляется шум двигателя как при пуске, так и при нормальной работе.

Когда числа полюсов зубцовых гармоник статора и ротора отличаются на 2, 3 и т. д., то в зазоре возникают 2, 3 и т. д. зоны ра-



Фиг. 181.

диальных сил, перемещающихся со скоростью вдвое, втрое и т. д. меньшей; при этом возникают переменные деформации статорного железа и шум



Фиг. 182.

двигателя. На фиг. 179, 180, 181 и 182 представлены картины мгновенного расположения зубцов статора и ротора, когда

$$z_2 = z_1 \pm 1; \quad z_2 = z_1 \pm 2; \quad z_2 = z_1 \pm 3; \quad z_2 = z_1 \pm 4.$$

На фиг. 182 отчетливо видны зоны взаимного протяжения зубцов статора и ротора; возникающие от этого радиальные силы обозначены стрелками: для $z_2 = z_1 \pm 1$ имеется одноосная эксцентричная сила, для случаев $z_2 = z_1 \pm 2$, $z_2 = z_1 \pm 3$, $z_2 = z_1 \pm 4$ соответственно 2, 3, 4 радиальные силы.

Деформации статорного железа особенно велики при $z_2 = z_1 \pm 1$ и $z_2 = z_1 \pm 2$.

Напишем условия возникновения радиальных сил.

Наибольшие радиальные силы будут возникать от зубцовых гармоник порядка

$$\nu_1 = x_1 \frac{z_1}{p} \pm y_1 \qquad \text{статора,}$$

$$\nu_2 = x_2 \frac{z_2}{p} \pm y_2 \qquad \text{ротора.}$$

Тогда условие возникновения радиальных сил

$$\left(x_1 \frac{z_1}{p} \pm y_1\right) = \left(x_2 \frac{z_2}{p} \pm y_2\right) \pm \frac{a}{p},$$

где $a = 1$, 2, 3, 4 и т. д., откуда числа зубцов ротора, при которых возникают радиальные силы и шум, равны:

$$z_2 = \frac{z_1 x_1 \pm p(y_1 + y_2) \mp a}{x_2}.$$

Для основных зубцовых гармоник:

$$x_1 = 1; \quad x_2 = 1; \quad y_1 = 1; \quad y_2 = 1; \quad a = 1, 2, 3, 4.$$

Получаем нижеследующие соотношения между зубцами статора и ротора, которых следует избегать:

$$z_2 - z_1 = \pm 2p \mp 1,$$
$$z_2 - z_1 = \pm 2p \mp 2,$$
$$z_2 - z_1 = \pm 2p \mp 3,$$
$$z_2 - z_1 = \pm 2p \mp 4.$$

Третья причина шума. Насыщение асинхронного двигателя.

Вследствие насыщения магнитной цепи кривая поля в воздушном зазоре приобретает „уплощенный“ вид, при разложении такой кривой в ряд Фурье в кривой поля особенно будет сказываться третья гармоника, тогда зубцовая гармоника статора в насыщенной машине будет иметь порядок

$$\nu = \frac{z_1}{p} \pm 3.$$

Из условия возникновения радиальных сил в насыщенной машине получаем:

$$\frac{z_1}{p} \pm 3 = \frac{z_2}{p} \pm 3 \pm \frac{a}{p},$$

где $a = 1$, 2, 3 и 4, откуда

$$z_2 - z_1 = \pm 6p \mp 1,$$
$$z_2 - z_1 = \pm 6p \mp 2,$$
$$z_2 - z_1 = \pm 6p \mp 3,$$
$$z_2 - z_1 = \pm 6p \mp 4.$$

Этих соотношений следует избегать в насыщенных двигателях, как вызывающих шумы.

Четвертая причина шума. Наличие четных гармоник в кривой магнитного потока двигателя.

В кривой магнитного потока двигателя образуются зубцовые гармоники четного порядка: 1) когда на статоре или на роторе выполнена обмотка с дробным числом пазов на полюс и фазу q; 2) когда ротор двигателя выполнен с беличьей клеткой, но число фаз ротора m_2 — нечетное число. Возьмем наиболее часто встречающиеся в асинхронных двигателях дробные числа пазов на полюс и фазу $q = 2^1/_2$, $3^1/_2$, $4^1/_2$ и т. д.

Для них порядок зубцовой гармоники:

$$\text{при} \quad \nu = \frac{z}{p} \pm 1 = 6q \pm 1$$

$$q = 2^1/_2 \qquad \nu = \overleftarrow{14} \text{ и } \overrightarrow{16}$$
$$q = 3^1/_2 \qquad \nu = \overleftarrow{20} \text{ и } \overrightarrow{22}$$
$$q = 4^1/_2 \qquad \nu = \overleftarrow{26} \text{ и } \overrightarrow{28} \text{ и т. д.}$$

Если беличья клетка имеет нечетные числа фаз $m_2 = \frac{z_2}{p}$, то порядок зубцовой гармоники короткозамкнутого ротора

$$\nu = \frac{z_2}{p} \pm 1 \text{ — четное число.}$$

Пример:

$$z_2 = 60, \quad 2p = 6, \quad \nu = \frac{z_2}{p} \pm 1 = \frac{60}{4} \pm 1 = \overleftarrow{14} \text{ и } \overrightarrow{16}.$$

Стрелки над номером гармоник указывают направление вращения гармоники в воздушном зазоре.

В обоих случаях четные зубцовые гармоники статора (или ротора) и отличающиеся на 1 нечетные зубцовые гармоники ротора (или статора), вращаясь в противоположные стороны, вызывают радиальные силы, шум и вибрацию статора и ротора.

Пример:

Двигатель с кольцами:

$$2p = 8 \qquad q = 3 \qquad z_1 = 72$$
$$q_2 = 2^1/_2 \qquad z_2 = 60$$

$$\nu_1 = \frac{z_1}{p} \pm 1 = \frac{72}{4} \pm 1 = \overleftarrow{17} \text{ и } \overrightarrow{19}$$

$$\nu_2 = \frac{z_2}{p} \pm 1 = \frac{60}{4} \pm 1 = \overleftarrow{14} \text{ и } \overrightarrow{16}$$

В этом двигателе зубцовая гармоника статора $\nu = 16$ и зубцовая гармоника ротора $\nu = 17$ отличаются на 1 и вращаются в противоположные стороны.

Соотношения зубцов, при которых возникает шум в асинхронных двигателях с дробными обмотками, а также с короткозамкнутым ротором (когда $\frac{z_2}{p}$ нечетное число), можно привести к одному условию:

В двигателе вызывают шум зубцовые гармоники статора и ротора, отличающиеся номером на 1. Это условие для двигателя с беличьей клеткой ротора можно выразить так:

$$\frac{z_1}{p} \pm 1 = \frac{z_2}{p} \pm 1 \pm 1.$$

Поэтому следует избегать чисел пазов:

$$z_1 - z_2 = \pm p,$$

$$z_1 - z_2 = \pm 3p.$$

Для двигателя с кольцами это условие можно выразить через числа пазов на полюс и фазу.

Обмотка статора и ротора q_1 и q_2:

$$6q_1 \pm 1 = 6q_2 \pm 1 \pm 1.$$

Следовательно, следует избегать:

$$q_1 - q_2 = \pm \frac{1}{6},$$

$$q_1 - q_2 = \pm \frac{1}{2}.$$

Таким образом шумят все двигатели с наиболее употребительными дробными обмотками на статоре (роторе):

$$q = 1^1/_2,\ 2^1/_2,\ 3^1/_2,\ 4^1/_2 \text{ и т. д.}$$

при числе пазов на роторе (статоре), отличающихся на половину, т. е.

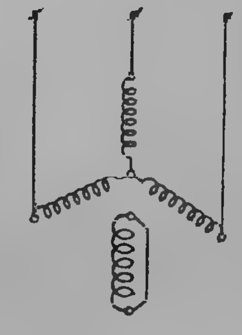
$$q_2 = 2,\ 3\,(2),\ 3\,(4),\ 4\,(5) \text{ и т. д.}$$

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ПЕРВАЯ

РАБОЧИЙ ПРОЦЕСС АСИНХРОННЫХ МАШИН С НЕСИММЕТРИЧНЫМ РОТОРОМ

94. Асинхронный двигатель с однофазным ротором

Пусть асинхронный двигатель приключен к трехфазной сети, и его ротор путем отключения одной из фаз тем или иным способом стал однофазным (фиг. 183).



Фиг. 183.

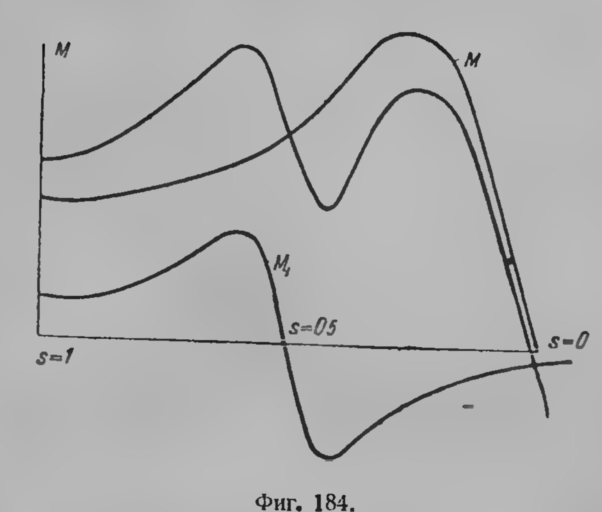
Рассмотрим рабочий процесс такого двигателя.

Вращающееся поле, образованное трехфазной обмоткой статора, наведет в однофазной обмотке ротора ток $\dot I_2$, который создаст пульсирующее магнитное поле ротора.

В зависимости от положения ротора в пространстве его однофазная обмотка будет находиться под той или другой фазой статора, вследствие чего величина тока в фазах статора будет неодинакова и максимум тока будет вместе с поворотом ротора то в первой, то во второй, то в третьей фазе статора. Рабочий процесс асинхронного двигателя с однофазным ротором проще всего представить, пользуясь известным методом разложения пульсирующего поля ротора на два вращающихся в противоположные стороны поля с половинными амплитудами. Назовем вращающееся вправо поле прямым полем и обозначим его величину через F_0. Тогда поле, вращающееся в противоположную ротору сторону, назовем инверсным полем и обозначим его через букву Fi. Правовращающееся поле ротора F_0, взаимодействуя с вращающимся полем статора, образует крутящий момент, как в нормальном асинхронном двигателе. Инверсное поле будет при пуске вращаться относительно статора и наводить в его обмотках токи $\dot I_{1i}$ частоты f_3, отличной от частоты сети, так что в статоре при работе двигателей с однофазным ротором будет протекать ток двух частот, что можно заметить по колебаниям стрелок амперметров, включенных в статор. Ток I_{1i} замыкается через сеть, которую будем для него считать имеющей сопротивление, равное нулю. Нетрудно доказать, что частота тока $\dot I_{1i}$ не равна f_1.

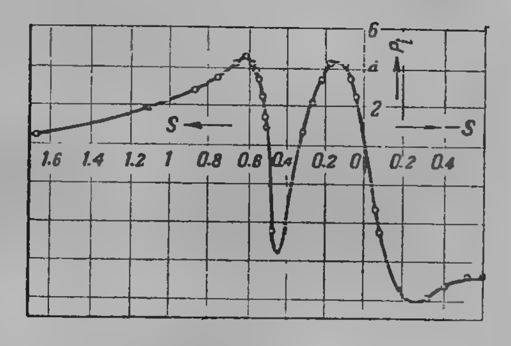
Результирующая скорость инверсного поля F_i в пространстве равна разности скоростей ротора и инверсного поля, поэтому

$$f_3 = f_1(1-s) - f_1 s = \\ = f_1(1-2s).$$



Фиг. 184.

При полусинхронной скорости ротора, когда $s = 0{,}5$, частота f_3 токов $\dot{I}_{1i}$ равна нулю. В этом случае инверсное поле F_i неподвижно в пространстве. При скорости ротора выше полусинхронной, когда $s < \frac{1}{2}$, инверсное поле начинает вращаться в обратную сторону относительно статора. Активная составляющая тока I_{1i} меняет при этом свою фазу на 180°, как это происходит в асинхронном генераторе при переходе ротора на работу со скоростью сверхсинхронной. Поэтому крутящий момент, образованный взаимодействием инверсного поля F_i с полем образованным токами I_{1i} в статоре после достижения ротором полусинхронной скорости, изменит свой знак, и машина будет тормозиться и может даже начать работать устойчиво — вблизи полусинхронной скорости. В этом случае асинхронный двигатель может быть доведен до нормальной скорости только с помощью постороннего источника, который будет сообщать валу энергию, отдаваемую в сеть инверсным полем (за вычетом потерь), при переходе его на генераторную работу после полусинхронной скорости. Обозначим момент, образуемый прямым полем, через M_{np}, а момент, образуемый обратным полем, через M_i. Тогда протекание моментов M_{np} и M_i в зависимости от скольжения представлено на фиг. 184. На том же рисунке представлено протекание результирующего момента асинхронного двигателя с однофазным ротором.



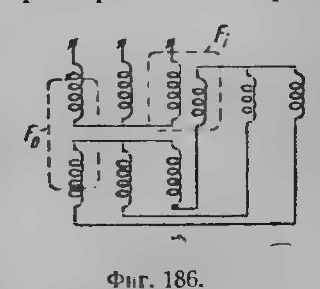
Фиг. 185.

Таким образом результирующая кривая моментов для асинхронного двигателя с одноосным ротором имеет большой провал при полусинхронной скорости вследствие изменения знака момента инверсного поля

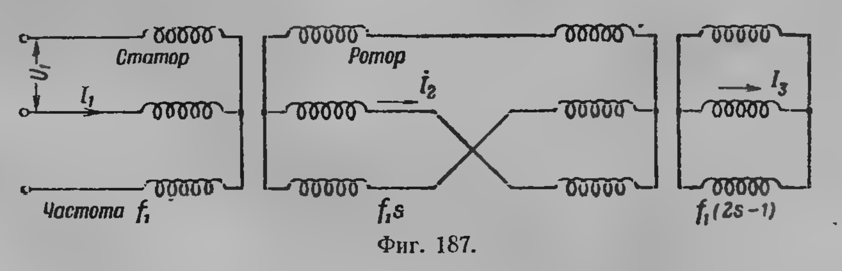
после полусинхронной скорости. Величина этого провала в двигателях с малым активным сопротивлением может достигнуть такой величины, что вблизи $\left(s > \frac{1}{2}\right)$ полусинхронной скорости машина начнет отдавать мощность в сеть, работая генератором (фиг. 185), причем двигатель не будет в состоянии развернуться и останется вращаться вблизи полусинхронной скорости, приобретая тем самым новую устойчивую скорость.

95. Схема замещения асинхронного двигателя с однофазным ротором

Величина тока асинхронного двигателя при работе его с однофазным ротором может быть получена на основании теории прямого и инверсного поля. Так как пульсирующее поле однофазного ротора представляется нами в виде двух, вращающихся в разные стороны, полей, то очевидно, тот же результат мы будем иметь, если однофазную обмотку ротора заменим двумя трехфазными обмотками a и b с прямым и обратным следованием фаз. Как поле F_0, так и поле F_i, созданные обмоткой ротора, сцеплены с обмоткой статора (фиг. 186). Схему фиг. 186 можно представить в виде схемы, где F_i сцеплено со статорной обмоткой, как бы находящейся отдельно и замкнутой накоротко (на сеть) (фиг. 187). Тогда для цепи, представленной на фиг. 187, схемой замещения явится схема замещения, представленная на фиг. 188, из которой можно будет определить вектор тока статора первой гармоники (частоты сети f_1), а также закон его изменения. В зависимости



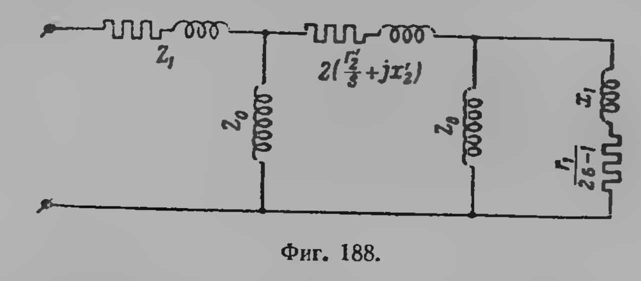
Фиг. 186.



Фиг. 187.

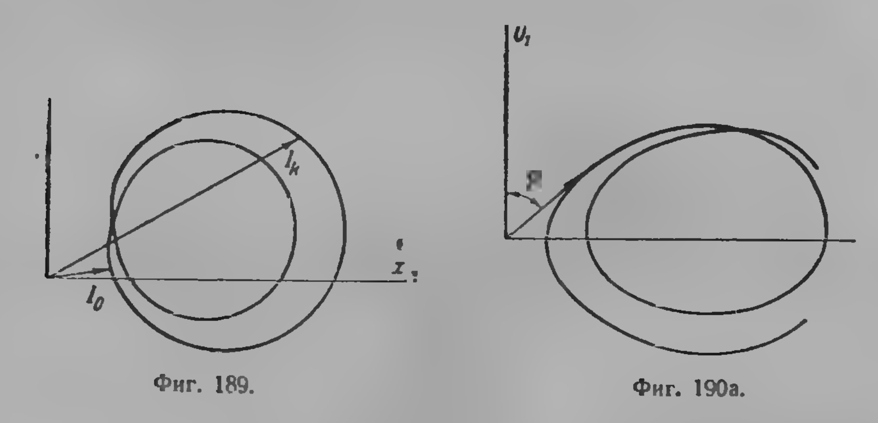
от скольжения вектор тока статора асинхронного двигателя с однофазным ротором изменяется не по окружности, а по кривой более сложной, кривой четвертого порядка типа фиг. 189 с петлей вблизи полусинхронной скорости. Можно с достаточным приближением считать диаграмму тока асинхронного двигателя с однофазным ротором кривой, состоящей из двух окружностей. Асинхронный двигатель с однофазным ротором имеет примерно вдвое меньший ток короткого замыкания и приблизительно вдвое меньший начальный момент. В этом нетрудно убедиться из рассмотрения схемы замещения фиг. 188. Из-за влияния намагничивающих токов инверсного поля $\cos\varphi$ и к. п. д. двигателя с однофазным ротором ниже, чем у нормального.

Поэтому в практике работу асинхронного двигателя с однофазным ротором следует рассматривать как аварийную, например: обрыв одной



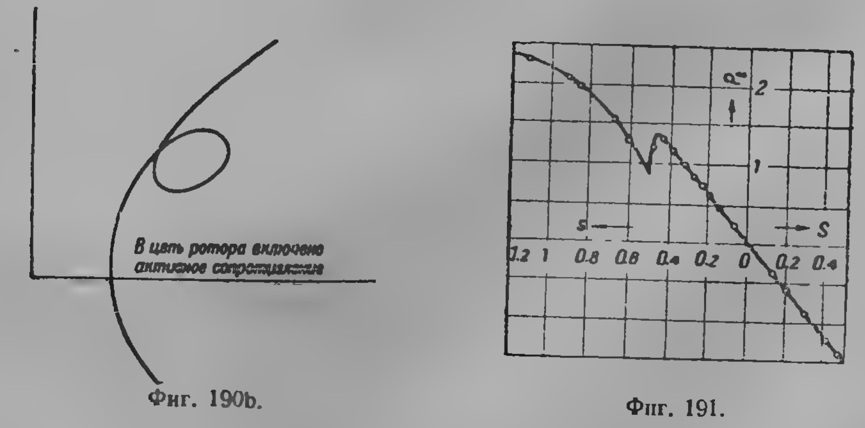
Фиг. 188.

фазы ротора, отсутствие замыкания одного ножа замыкающего механизма. В этом случае ротор станет однофазным при замкнутых накоротко



Фиг. 189. Фиг. 190a.

двух фазах. Схема фиг. 188 построена для этого случая. Включение в однофазный ротор активного сопротивления, как это вытекает из



Фиг. 190b. Фиг. 191.

схемы замещения, значительно уменьшает величину инверсного поля и петлю диаграммы тока при полусинхронной скорости (фиг. 190 a, b).

При этом уменьшается провал кривой крутящих моментов при полусинхронной скорости (фиг. 191).

Можно доказать, что при введении сопротивления

$$2r_2' \approx \frac{x_0}{4a}$$

машина перестает работать генератором вблизи полусинхронной скорости и при включении большего сопротивления остается только провал в двигательной части кривой крутящих моментов. Явилось бы возможным в некоторых случаях воспользоваться свойством асинхронного двигателя с однофазным ротором, устойчиво работать на полусинхронной скорости и путем размыкания одной фазы получить вторую устойчивую скорость двигателя, равную половине нормального числа оборотов. Однако, последнее не получило распространения вследствие малой мощности и низкого $\cos\varphi$ двигателя на данной новой скорости.

96. Пуск и работа асинхронного двигателя при неравных сопротивлениях фаз реостата

Реостаты с неравными сопротивлениями фаз выпускаются в настоящее время рядом заводов, в частности ХЭМЗ (фиг. 192). В таких реостатах переключение происходит не во всех фазах одновременно, а только в одной или двух. Поэтому при пуске в ход или при работе двигателя с подобным реостатом на некоторых положениях активные сопротивления отдельных фаз будут неодинаковыми. Обозначим сопротивления фаз реостата через ρ_2', ρ_2'', ρ_2'''; тогда активные сопротивления фаз ротора будут равны:

$$r_2' = r_2 + \rho_2',$$

$$r_2'' = r_2 + \rho_2'',$$

$$r_2''' = r_2 + \rho_2'''.$$

Для дальнейших рассуждений положим, что

$$\rho_2'' = \alpha\rho_2',$$

$$\rho_2''' = \beta\rho_2'.$$

Протекающие по фазам ротора токи из-за неравных сопротивлений r_2', r_2'', r_2''' будут также неодинаковыми:

$$I_2' \neq I_2'' \neq I_2'''.$$

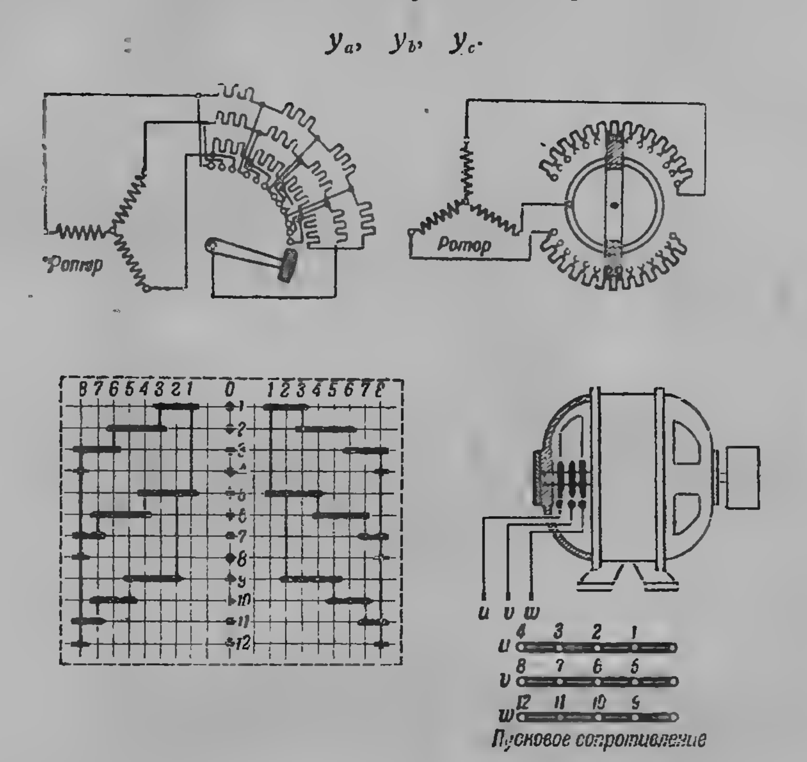
Задача исследования рабочего процесса двигателя с неравными активными сопротивлениями фаз ротора может быть приведена к исследованию двигателя с обычным реостатом в цепи ротора. Эквивалентное сопротивление этого реостата ρ_x' должно быть найдено таким образом, чтобы потери реостата были бы одинаковыми в обоих случаях. Величину эквивалентного сопротивления ρ_x' можно будет определить следующим образом:

Заменим звезду активных сопротивлений реостата ρ_2', ρ_2'', ρ_2''' эквивалентным треугольником. Обозначим проводимость каждой из фаз звезды через

$$\frac{1}{\rho_2'}=y_1,\quad \frac{1}{\rho_2''}=y_2,\quad \frac{1}{\rho_2'''}=y_3,\quad \frac{1}{\rho_x'}=y_x,$$

а каждой из фаз эквивалентного треугольника через

$$y_a,\quad y_b,\quad y_c.$$



Фиг. 192.

Как известно, проводимости фаз треугольника могут быть определены на основании уравнений:

$$y_a=\frac{y_2 y_3}{y_1+y_2+y_3}=\frac{1}{\rho_2'(\alpha+\alpha\beta+\beta)},$$

$$y_b=\frac{y_1 y_3}{y_1+y_2+y_3}=\frac{\alpha}{\rho_2'(\alpha+\alpha\beta+\beta)},$$

$$y_c=\frac{y_1 y_2}{y_1+y_2+y_3}=\frac{\beta}{\rho_2'(\alpha+\alpha\beta+\beta)}.$$

Из условия равенства потерь, полагая, что напряжения на фазах эквивалентного треугольника одинаковы, будем иметь

$$E^2 y_x=E^2(y_a+y_b+y_c),$$

Фиг. 193а.

Фиг. 193b.

откуда

$$y_x = \frac{1+\alpha+\beta}{(\alpha+\alpha\beta+\beta)\rho_2'}$$

и искомое эквивалентное сопротивление реостата

$$\rho_x' = \rho_2' \frac{\alpha+\alpha\beta+\beta}{1+\alpha+\beta}. \qquad (21,1)$$

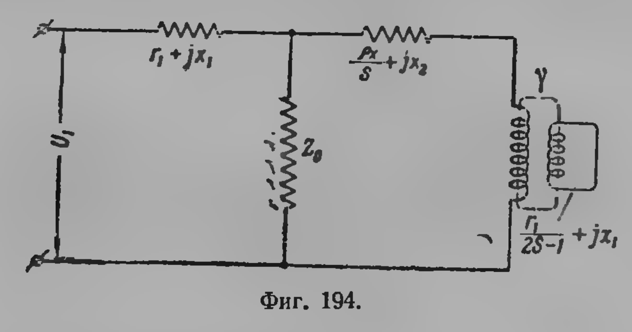
Пример: Положим, что

$$\rho_2' = 1, \quad \rho_2'' = 2, \quad \rho_2''' = 3,$$
$$\alpha = 2, \quad \beta = 3.$$

Тогда

$$\rho_x = 1\,\frac{2+2\cdot 3+3}{1+2+3} = \frac{11}{6}\,\Omega.$$

Таким образом теория асинхронного двигателя с неравными сопротивлениями фаз реостата может быть приведена к теории нормального



Фиг. 194.

асинхронного двигателя, у которого в цепь каждой фазы включено дополнительное сопротивление

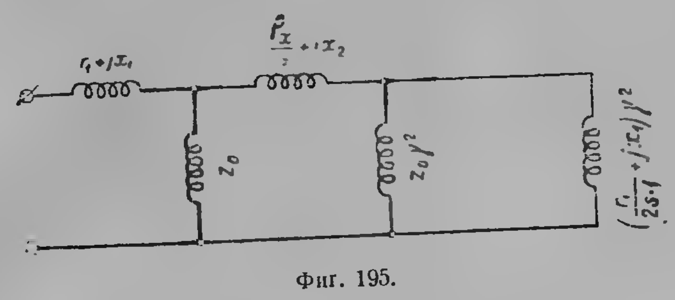
$$\rho_x' = \rho_2' \frac{\alpha+\alpha\beta+\beta}{1+\alpha+\beta}.$$

Влияние инверсного поля. Предыдущие выводы будут еще более точными, если учесть влияние инверсного поля ротора. Если разложить несимметричную систему токов ротора I_2', I_2'', I_2''' на систему токов прямой и обратной последовательности

$$\dot{I}_{2n} \text{ и } \dot{I}_{2i},$$

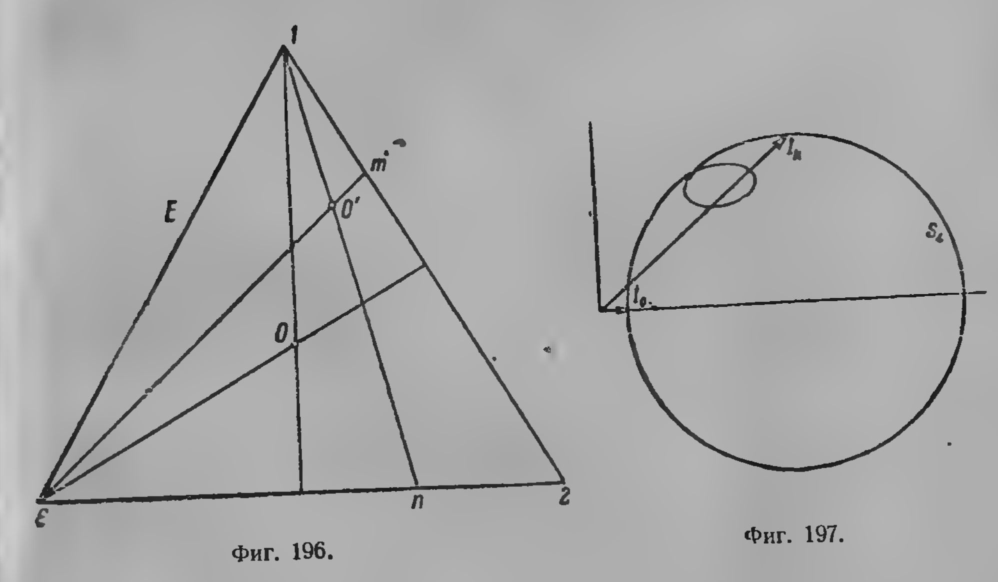
то инверсные токи создадут поле обратной последовательности так называемое „инверсное поле". Инверсное поле вращается в сторону, противоположную вращению ротора, и наводит в обмотке статора токи I_{1i}, частота которых равна $(2s-1)f$. Токи I_{1i} создают с рабочим током статора биения, пульсации. Пульсации пропадают при полусинхронной скорости $(s=0{,}5)$ ротора, когда инверсное поле неподвижно относительно статора. При дальнейшем уменьшении скольжения пульсации появятся вновь и пропадут при синхронной скорости $(s=0)$. На фиг. 193 представлены осциллограммы тока статора за время работы

двигателя при неравных (b) и равных (a) активных сопротивлениях ротора. На осциллограмме b заметны пульсации тока от инверсного поля.[1] Пульсации тока статора создают изменение момента при каждом



Фиг. 195.

обороте двигателя, особенно при пуске двигателя в ход. Инверсное поле образует с токами I_{1i} дополнительный крутящий момент M_i — двигательный до полусинхронной скорости и генераторный, тормозящий двигатель, выше полусинхронной скорости (см. фиг. 184). Величина



Фиг. 196. Фиг. 197.

инверсного поля ротора будет определяться в основном коэфициентом несимметрии токов ротора:

$$\gamma = \frac{\dot{I}_{1i}}{\dot{I}_{2n}},$$

Влияние инверсного поля можно учесть введением в цепь ротора трансформатора, вторичная обмотка которого имеет сопротивления статора

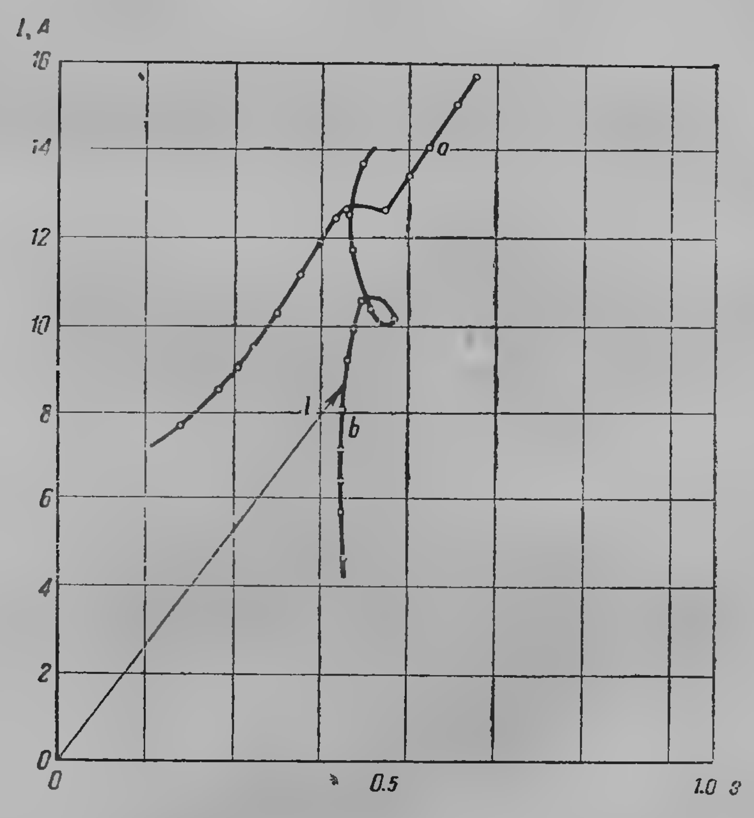
[1] Буквой b обозначен момент полусинхронной скорости, в котором пропадают биения тока.

для токов I_{1i}, т. е. $\frac{r_1}{2s-1}+jx_1$ (фиг. 194). Тогда схема замещения асинхронного двигателя, работающего с неравными сопротивлениями фаз реостата, будет иметь вид, представленный на фиг. 195. В схеме фиг. 195

$$\rho_x=\rho_x'+r_2'.$$

Так как инверсное поле ротора создается токами I_{2i}, то все сопротивления для инверсных токов в схеме фиг. 195 изменены в отношении

$$\gamma^2=\left(\frac{\dot{I}_{2i}}{\dot{I}_{2n}}\right)^2.$$



Фиг. 198.

Если считать, что $\gamma=0$, то будет иметь схему замещения двигателя, работающего с реостатом ρ_x; если $\gamma=1$, то схема фиг. 195 превращается в схему замещения двигателя с однофазным ротором.

Без учета инверсного поля коэфициент несимметрии γ проще всего определяется графическим путем.

Если бы сопротивления реостатов были одинаковыми, то нулевая точка 0 напряжений на реостате находилась бы в центре тяжести треугольника 1, 2, 3 (фиг. 196). Для реостата с неравными сопротивлениями фаз нулевая точка o' найдется на пересечении линий $1n$ и $3m$, точки m и n делят отрезки 12 и 23 в отношении

$$1m:m2=\rho_2':\rho_2''=\rho_2':\alpha\rho_2'=1:\alpha$$

$$2n:n3=\rho_2'':\rho_2'''=\rho_2'\alpha:\rho_2'\beta=\alpha:\beta.$$

Определив смещение нулевой точки реостата oo' известными методами, определяем величину коэфициента несимметрии γ.

Так же, как для асинхронного двигателя с однофазным ротором, вектор тока I_1 статора перемещается не по окружности, а по кривой четвертого порядка, однако петля вблизи полусинхронной скорости имеет меньшие размеры (фиг. 197). При увеличении коэфициента несимметрии γ эта петля будет все увеличиваться и при $\gamma=1$ будет петлей для случая однофазного ротора. При допускаемых на заводах несимметриях реостатов влияние петли на пуск и рабочий процесс двигателя незначительно. Обычно выбирают для реостатов с неравными сопротивлениями фаз

$$\alpha\leq 2,\quad \beta\leq 3.$$

На фиг. 198 представлена диаграмма тока асинхронного двигателя при работе с реостатом с неравными сопротивлениями фаз. Мы видим, что в ней имеется небольшая петля.

В пределах нормальной работы вместо кривой фиг. 197 известным приближением при допускаемой на практике несимметрии ротора 5—10% можно пользоваться круговой диаграммой, строящейся обычным путем.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ВТОРАЯ

ПУСК В ХОД И РЕГУЛИРОВАНИЕ ТРЕХФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С КОЛЬЦАМИ

97. Пуск в ход с помощью реостата

При пуске двигателей в ход приходится считаться со следующим обстоятельством:

Если ротор двигателя короткозамкнут, то пусковой ток, забираемый из сети, равен в начале пуска току короткого замыкания. Последний приближенно может быть оценен, как

$$I_k = \frac{U_1}{r_1 + r_2' + j(x_1 + x_2')},$$

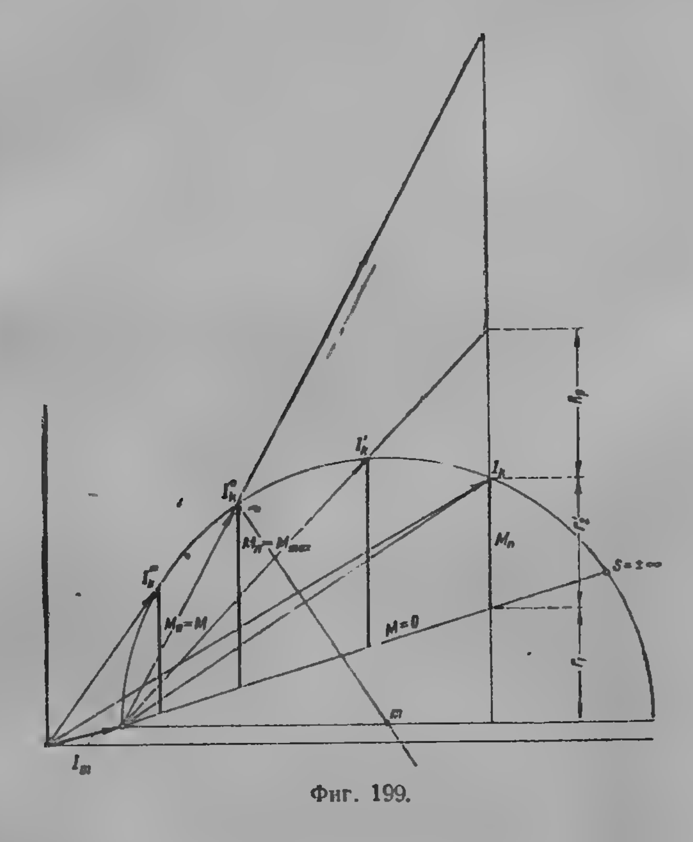
если пренебречь в этом случае намагничивающей составляющей тока рабочего потока, что вполне допустимо для двигателей средней и большой мощности. Величина тока короткого замыкания двигателей различна в зависимости от мощности и может быть в четыре-восемь раз больше, чем нормальный ток двигателя.

Пуск в ход асинхронных двигателей при короткозамкнутом роторе может поэтому сопровождаться сильной перегрузкой сети пусковыми токами, особенно, когда пускается двигатель большой мощности. В то же время начальные моменты двигателей не всегда являются достаточными, так как при пуске активное сопротивление ротора мало по сравнению с индивидуальным сопротивлением. Последнее особенно относится к двигателям большой мощности, которые по конструкции имеют малое активное сопротивление ротора.

Таким образом при пуске двигателя является желательным уменьшение пусковых токов, забираемых двигателем из сети, а для большинства приводов и увеличение начального момента. Основным методом, позволяющим достигнуть как той, так и другой цели или обеих одновременно, является включение в цепь ротора активного сопротивления в виде реостата.

Включение в цепь ротора индуктивных сопротивлений применяется крайне редко, когда требуется наряду с уменьшением пускового тока также уменьшение пускового момента. Действительно, если обратиться к формуле начального момента, то он уменьшается при увеличении реактанца ротора и при включении в цепь ротора внешнего индуктивного сопротивления.

Последнее достигается с помощью вывода обмотки ротора на кольца, к которым с помощью щеток присоединяется реостат на время пуска в ход двигателя. По окончании пуска специальным замыкающим приспособлением ротор замыкается накоротко, и щетки поднимаются от колец. Иногда в двигателях большой мощности замыкающее приспособление отсутствует, так как реостат остается приключенным, и во время работы для некоторого регулирования числа оборотов как это,



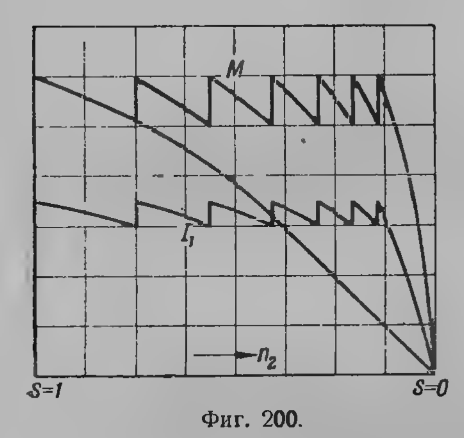
Фиг. 199.

например, имеет место при работе асинхронных двигателей на прокатных станах.

При переменном активном сопротивлении ротора первичный ток перемещается по окружности от точки короткого замыкания до точки холостого хода, соответствующей включению в цепь ротора активного сопротивления, равного бесконечности, т. е. случаю разомкнутого ротора. Поэтому при введении в цепь ротора реостата пусковой ток при $s=1$ найдется как одно из положений вектора первичного тока на круговой диаграмме в указанных пределах дуги от $s=0$ до $s=1$ (фиг. 199). Подбором сопротивления R_p является возможным переместить точку $s=1$ в точку круговой диаграммы, где двигатель имеет максимальный начальный момент $M_{пуск} = M_{max}$. При введении большего сопротивления точка $s=1$ будет перемещаться еще дальше влево, и при некотором

сопротивлении реостата она попадет в точку нормального момента и нормального тока и далее в область тока и момента меньшего нормального. Таким образом двигатели нормальной конструкции при пуске в ход с помощью реостата могут развивать любой начальный момент до $M_{пуск} = M_{max}$. Обычно пусковой режим двигателя определяется тем моментом сопротивления, который должен преодолевать двигатель при пуске. Тогда в зависимости от момента определится величина пускового тока.

Ниже в табл. 9 даны значения пускового тока $I_{пуск}$ при пуске двигателя при различных величинах момента сопротивления.



Фиг. 200.

Таблица 9

Момент сопротивления в % от нормального	Пусковой ток в % от нормального
0	25—35
50	55—65
100	100
150	150—175
200	275—375

Таким образом величина пускового момента определяется введением в цепь ротора дополнительных сопротивлений реостата. Обращаясь к фиг. 199, мы заключаем, что требуемый пусковой момент может быть найден в двух точках круговой диаграммы, по обеим сторонам от точки M_{max}. Естественно заключить, что при расчете следует брать пусковую точку на круговой диаграмме влево от M_{max}, так как в ней нужный пусковой момент достигается при уменьшенном токе, высоком коэфициенте мощности $\cos\varphi$ и значительно меньших потерях в меди обмотки статора. В этом случае следует ввести сопротивление реостата R_p больше чем R_p для $M_{пуск} = M_{max}$. Поэтому при разбеге двигателя момент будет уменьшаться, и необходимо постепенно или частями выключать введенное сопротивление. На фиг. 200 дан вид кривой момента и тока статора при разбеге двигателя с примерно постоянным моментом. Ступени на кривых объясняются соответствующим выключением части реостата. Последнее достигается тем, что сопротивление каждой фазы реостата выведено на контакты, определяющие число ступеней реостата.

Далее по контактам ходит ползун, который постепенно переводится с первого контакта на последний, чем одно за другим выключается сопротивление отдельных ступеней; положение ползуна на последнем контакте замыкает ротор двигателя накоротко. Расчет ступеней пускового реостата не приводится в данной главе. Интересующихся отсылаем к курсу „Пусковых реостатов“ проф. В. С. Кулебакина. В последнее время появились реостаты с так называемыми неравными сопротивлениями фаз. Теория рабочего процесса двигателя с таким реостатом была дана в гл. 21.

98. Влияние различных неисправностей замыкающего механизма на рабочий процесс двигателя

Мы выяснили, что уменьшения пусковых токов в цепь ротора асинхронного двигателя вводят с помощью колец и щеток пусковое сопротивление — реостат. По окончании пуска с помощью специального приспособления щетки поднимаются с колец, а кольца ротора замыкаются накоротко замыкающимися ножами. В практике можно встретить также асинхронные двигатели (двигатели большой мощности, двигатели крановых устройств), не имеющие приспособления для подъема щеток: щетки остаются наложенными на кольца ротора в продолжение всей работы двигателя. Различные неисправности щеткодержателей и замыкающего механизма изменяют режим работы двигателя. Наиболее значительным дефектом, который все же иногда замечают не сразу, является:

a) отставание щетки от одного из колец ротора;

b) отсутствие контакта между замыкающим ножом и одним из колец ротора при работе с поднятыми щетками.

В этом случае у двигателя отключается одна из фаз ротора, причем соответственно уменьшается рабочая мощность двигателя, а также пусковой момент (гл. 21, § 94). Кроме того, асинхронный двигатель приобретает нежелательное свойство устойчивой работы при полусинхронной скорости.

Таким образом подъем одной из щеток с кольца ротора или отсутствие контакта между кольцами ротора и замыкающим ножом нарушает в сильной степени режим работы двигателя.

У асинхронного двигателя компрессорной установки одного завода в течение довольно продолжительного времени величины потребляемой из сети мощности и тока не соответствовали значениям, указанным на его таблице.

Во время испытания выяснилось, что один из замыкающих ножей после замыкания ротора накоротко не касался соответствующего кольца и двигатель работал с однофазным ротором. Двигатель стал работать вполне нормально после ремонта замыкающего приспособления.

Если иногда при работе асинхронного двигателя может остаться незамеченным отставание замыкающего ножа или подъем с кольца ротора одной щетки, то еще труднее обнаружить неодинаковое нажатие на кольца ротора щеток или замыкающих ножей. При слабом нажатии щеток или ножей на кольца увеличивается сопротивление переходного контактного слоя. Поэтому мы можем представить себе, что в этом случае во все три фазы ротора введены неодинаковые добавочные сопротивления упомянутого переходного слоя: r_1, r_2, r_3. При работе с одинаково нажатыми на кольца ротора щетками или замыкающими ножами в двигателе кроме рабочего поля появится еще инверсное поле.

Можно показать, что чем больше отличаются r_1, r_2, r_3 друг от друга, тем симметрия будет больше и тем ближе инверсное поле приблизится по величине к своему предельному значению при $r_3 = \infty$, т. е. при однофазном роторе.

При пуске двигателя в ход, когда в фазы ротора включены сопротивления реостата, неодинаковые сопротивления переходного слоя между

кольцами ротора и щетками сравнительно мало влияют на величину пускового момента.

При работе асинхронного двигателя с указанными выше неисправностями щеткодержателя и замыкающего механизма в виде неодинакового нажатия на кольца ротора щеток или замыкающих ножей образуется инверсное поле вследствие несимметрии токов ротора.

Инверсное поле вызывает:

a) уменьшение рабочей мощности двигателя и возрастание скольжения при нагрузке;

b) возникновение биений тока в фазе статора при пуске двигателя в ход, а также при работе;

c) ухудшение к. п. д. двигателя от добавочных потерь инверсного поля, а также от потерь в сопротивлениях переходного слоя щеток или ножей.

Поэтому следует рекомендовать у двигателей, работающих без подъема щеток, с особым вниманием следить за исправностью щеткодержателей и за одинаковым нажатием щеток на кольца ротора. У двигателей, имеющих приспособления для подъема щеток, необходим также периодический осмотр замыкающих ножей и их контактных поверхностей.

В заключение следует отметить, что указанное вредное влияние на работу двигателя неодинакового нажатия щеток на кольца ротора может особенно сказаться у асинхронных двигателей, работающих в каскадном соединении с другими асинхронными двигателями, когда в цепь ротора включены добавочные машины с помощью щеток, контактных колец и коллектора. Неодинаковое нажатие щеток, а также различные асимметрии в обмотках фаз добавочных двигателей в этом случае выявляются особенно сильно.

99. Регулирование чисел оборотов асинхронного двигателя с помощью реостата

При работе асинхронного двигателя стремятся сделать скольжение ротора возможно малой величины, чтобы не увеличивать потери ротора. Среднее значение скольжения у двигателей с кольцами:

kW	
5	5—6%
10	4—5%
25	3—4%
50	2—3%
>100	1½—2%

При введении в цепь ротора реостата величина тока ротора уменьшается, уменьшается и величина электромагнитного момента двигателя пропорционально произведению потока на ток ротора. Так как момент сопротивления на валу двигателя остается постоянным, то ротор двигателя начнет тормозиться и число оборотов его будет уменьшаться. При уменьшении числа оборотов и увеличении скольжения двигателя возрастет э. д. с. ротора $E_{2s} = s \cdot E_2$. При этом будет возрастать ток ротора I_2 до величины, когда момент сопротивления на валу двигателя не уравновесится электромагнитным моментом ротора.

На фиг. 133 представлены кривые крутящих моментов двигателя при различных сопротивлениях ротора в зависимости от скольжения.

Из них мы также видим, что при постоянном моменте M при включении сопротивления в цепь ротора величина скольжения двигателя увеличивается. Регулирование чисел оборотов двигателя с помощью введения в цепь ротора дополнительного активного сопротивления не является экономичным из-за больших потерь в роторе (гл. 1, § 5).

При работе асинхронного двигателя с M не постоянным, а уменьшающимся с уменьшением чисел оборотов двигателя (например, вентиляторы, насосы, момент которых $\equiv n^2$) потери при регулировании скорости реостатом будут значительно меньше, однако и в этом случае нельзя будет признать регулирование скорости асинхронного двигателя с помощью реостата экономичным.

Регулирование чисел оборотов двигателя с помощью реостата в цепи ротора применяется только в тех производствах, где потери электроэнергии составляют ничтожную долю в общих расходах завода и в то же время реостат играет вспомогательную роль, а регулировка скорости незначительна: в пределах 5÷10%. Последнее имеет место, например, при приводе с помощью асинхронного двигателя прокатного стана в схемах с маховиками. Маховик в приводе прокатных станов употребляется для сглаживания токов нагрузки путем отдачи своей живой силы. Однако для этого требуется бóльшая разность чисел оборотов между холостым ходом и нагрузкой, чем то свойственно асинхронному двигателю. Последнее достигается реостатом в цепи ротора. Наиболее выгодным является включение реостата только в момент перегрузок, когда требуется более энергичная работа маховика, а в момент недогрузок — выключение его сопротивления. Для прокатных двигателей, которые являются двигателями большой мощности, реостаты выполняются всегда водяными, и высказанное требование приводит к регулированию скольжения двигателя автоматическим путем: поднятием или опусканием пластин, а чаще всего с помощью изменения уровня воды в реостате. Последнее производится с помощью автоматических регуляторов скольжения. Первым типом такого регулятора является регулятор контакторного типа. Регулирование скорости асинхронного двигателя с помощью реостата применяется иногда еще в крановых и подъемных устройствах.

Асинхронный двигатель является универсальным двигателем, и от него требуется во многих случаях практики регулирование чисел оборотов. В настоящее время эта задача для двигателей большой мощности разрешается с помощью каскадного соединения асинхронного рабочего двигателя с машинами переменного тока, главным образом, коллекторными. Регулирование чисел оборотов осуществляется в этом случае вполне экономично. Во всех случаях регулирования скорости с помощью каскадных схем регулирование чисел оборотов достигается изменением величины э. д. с. ротора E_{2s}, см. § 139.

Как мы видели, величина тока ротора в этом случае изменится, и двигатель, чтобы иметь прежнюю величину момента ротора (а следовательно, и тока в роторе), изменит свое число оборотов таким образом, чтобы величина E_{2s} стала прежней.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ТРЕТЬЯ

ПРОЦЕСС РАЗБЕГА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

100. О времени разбега асинхронных двигателей

Во время пуска асинхронные двигатели берут из сети значительные токи, особенно, когда двигатель пускается в ход с короткозамкнутым ротором и приключается к сети без особых пусковых приспособлений. Поэтому определение продолжительности времени пуска асинхронного двигателя имеет большое значение для расчета сетей, к которым приключаются асинхронные двигатели. В то же время знание времени разбега асинхронного двигателя необходимо для расчета мощности двигателя, работающего у привода с частыми пусками и остановками.

Рассмотрим время пуска двигателя, когда он разбегается без нагрузки с короткозамкнутым ротором.

Обозначим через:

J — момент инерции всех движущихся частей, отнесенный к валу двигателя, в $kg \cdot m \cdot sec^2$;

M — крутящий момент двигателя;

M_c — приложенный к валу момент сопротивления;

ω_{2p} — угловая скорость ротора.

Пуск двигателя без нагрузки. При пуске двигателя без нагрузки, вхолостую, будем считать его

$$M_c \approx 0.$$

Для любого момента времени при пуске мы можем написать следующее уравнение, известное из механики:

$$J \frac{d\omega_{2p}}{dt} = M,$$

или

$$-J\omega_{1n} \frac{ds}{dt} = M, \qquad (23,1)$$

так как $\omega_{2p} = \omega_{1n}(1 - s)$.

Как известно, крутящий момент двигателя равен

$$M = \frac{m_1 U_1^2 \frac{r_2'}{s}}{\left(r_1 + a\frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + ax_2')^2} \cdot \frac{p}{2\pi f_1 \cdot 9{,}81} \text{ kgm}.$$

Положив приближенно, что сопротивление статора $r_1 = 0$, что допустимо в условиях практической точности (во всяком случае, данное решение будет точнее решения Рюденберга), будем иметь

$$M = \frac{m_1 U_1^2 r_2' \cdot s}{ar_2'^2 + (x_1 + x_2' \cdot a)^2 s^2} \cdot \frac{p}{2\pi f_1 \cdot 9{,}81} \text{ kgm}.$$

Положив $s = 1$, будем иметь выражение пускового момента

$$M_{пуск} = \frac{m_1 U_1^2 r_2'}{ar_2'^2 + (x_1 + x_2' a)^2} \cdot \frac{p}{2\pi f_1 \cdot 9{,}81} \text{ kgm}.$$

Подставляя найденное значение в формулу для M, будем иметь

$$M = M_{пуск} \cdot s \frac{ar_2'^2 + (x_1 + ax_2')^2}{ar_2'^2 + (x_1 + ax_2')^2 s^2}.$$

Уравнение (23,1) перепишется в виде

$$-J\omega_{1n} \frac{ds}{dt} = M_{пуск} s \frac{ar_2'^2 + (x_1 + ax_2')^2}{ar_2'^2 + (x_1 + ax_2')^2 \cdot s^2}.$$

Интегрирование уравнения дает зависимость скольжения двигателя от времени при разбеге:

$$t = \frac{I\omega_{1n}}{M_{пуск}} \left[\frac{ar_2'^2}{ar_2'^2 + (x_1 + ax_2')^2} (-\ln s) + \right.$$

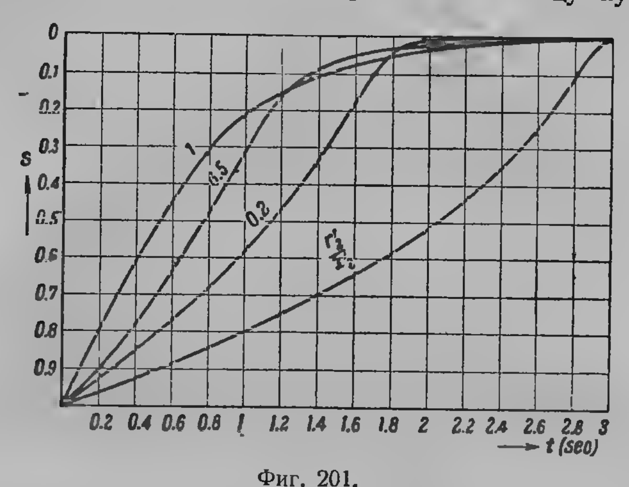
$$\left. + \frac{(x_1 + ax_2')^2}{ar_2'^2 + (x_1 + ax_2')^2} \cdot \frac{1 - s^2}{2} \right].$$

Мы видим, что время разбега двигателя прямо пропорционально моменту инерции движущихся частей и тем меньше, чем больше начальный момент двигателя, и в то же время является сложной функцией активного и реактивного сопротивления ротора.

Чтобы выяснить зависимость времени разбега двигателя от этих величин, графически отложены зависимости $s = f(t)$ для некоторого конкретного случая при различных отношениях $\frac{r_2'}{x_2'}$ (фиг. 201). Мы видим, что двигатели с малым активным сопротивлением ротора весьма медленно разбегаются в начале пуска и быстро оканчивают пуск, в то же время двигатели с относительно большим сопротивлением ротора быстро повышают свое число оборотов только в начале пуска, а в конце пуска двигатель медленно доходит до близкого к синхронному числу оборотов. На фиг. 202 a и 202 b приведены осциллограммы $n_2 = f(t)$ при пуске асинхронного двигателя при короткозамкнутом роторе (a) и при включении в цепь ротора активного сопротивления (b).

Из них видно, что опытные кривые совпадают с кривыми, полученными ранее теоретическим путем.

Поэтому при пуске в ход двигателей с кольцами рациональное постепенное выключение сопротивления реостата к концу пуска умень-



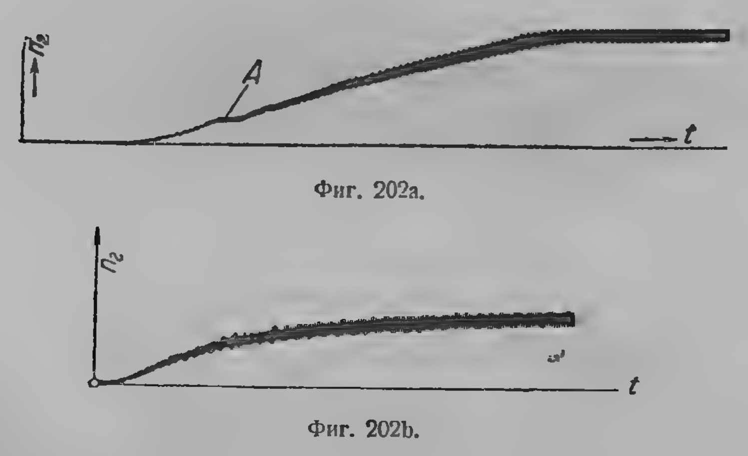
Фиг. 201.

шает время разбега двигателя; в то же время преждевременное быстрое выключение реостата кроме увеличения пусковых токов увеличивает и время разбега двигателя.

Рассмотрим теперь время разбега двигателя под нагрузкой. Уравнение разбега для этого случая будет иметь вид

$$-I\omega_{1n}\frac{ds}{dt}=M-M_c.$$

Для определения времени разбега двигателя t необходимо знать закон



Фиг. 202a.

Фиг. 202b.

изменения момента сопротивления на валу двигателя за время пуска $M_c=f(t)$. В большинстве случаев эта зависимость является весьма сложной, и решение задачи аналитическим путем представляется затруднительным.

101. Графическое построение кривой разбега $s=f(t)$ или $\omega_{2p}=f(t)$

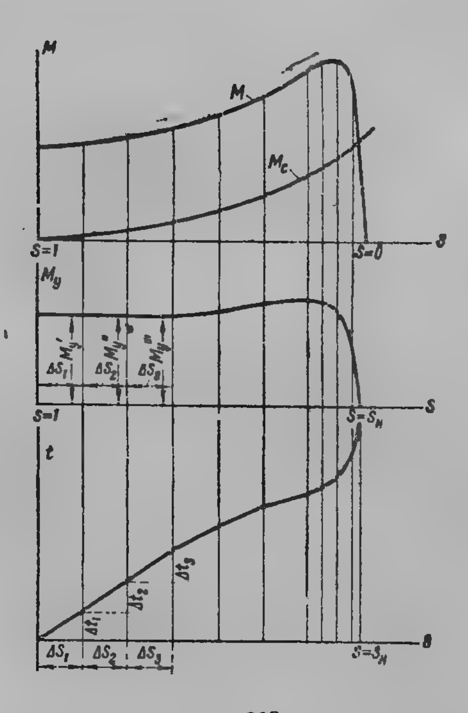
При сложной зависимости момента сопротивления на валу двигателя от скольжения время разбега проще всего определяется графическим путем из основного уравнения разбега. Переходя к конечным разностям, получим

$$\frac{\Delta s}{\Delta t}=-\frac{M-M_c}{I}=-\frac{M_y}{I},$$

откуда

$$\Delta t=-\frac{\Delta sI}{M_y}. \qquad (23,$$

Пусть нам заданы кривые крутящего момента двигателя M и его мо-



Фиг. 203.

мента сопротивления на валу M_c в зависимости от угловой скорости ротора (фиг. 203). Вычитая ординаты M_c из M для соответствующего скольжения, построим кривую моментов ускорения $M_y=f(s)$. Далее разделим на оси абсцисс скольжение за весь разбег на известное число равных частей Δs_1, Δs_2, Δs_3... и т. д.

Считая на каждом участке величину ускоряющего момента постоянной и равной его среднему значению, находим M_y', M_y'', M_y''' и т. д. Затем из формулы (23,2) определяем Δt_1, Δt_2, Δt_3 для соответствующих участков Δs_1, Δs_2, Δs_3 и т. д.

Откладывая их в известном масштабе, получим искомую кривую $s = f(t)$ или $\omega_{2p} = f(t)$ разбега двигателя. Чем меньше взяты по величине Δs_1, Δs_2, Δs_3, тем точнее построение.

102. Влияние высших гармоник на время разбега асинхронных двигателей

Как было выяснено в гл. 20, высшие гармоники поля двигателя неблагоприятным образом влияют на кривую крутящих моментов, создавая резкие искажения ее в начале пуска. В начале кривой момента при неправильном выборе числа пазов ротора короткозамкнутых двигателей появляются резкие провалы. Они сказываются как на протекании кривой крутящих моментов, так и на величине времени разбега.

Наличие в кривой момента высших гармоник увеличивает время пуска двигателя. На фиг. 202а приведена осциллограмма изменения числа оборотов двигателя при пуске. Буквой *А* обозначено место замедления нарастания чисел оборотов двигателя из-за влияния высшей гармоники.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ЧЕТВЕРТАЯ

ПУСК В ХОД КОРОТКОЗАМКНУТЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

103. Непосредственное включение в сеть

До последнего времени короткозамкнутые двигатели не находили себе большого применения и строились, главным образом, на небольшую мощность — порядка нескольких киловатт. Ограничения к их применению выдвигались, главным образом, со стороны электрических станций, так как короткозамкнутые двигатели при включении брали из сети большой ток, вызывавший толчок на генераторах станции.

В табл. 10 приводятся отношения тока короткого замыкания (пускового тока при $s = 1$) к нормальному $\frac{I_{пуск}}{I_{норм}}$, а также начального момента к нормальному в зависимости от мощности короткозамкнутых двигателей:

Таблица 10

При мощности	Синхронное число оборотов в минуту								
	1 500			1 000			750		
	$\frac{I_{пуск}}{I_{норм}}$	$\frac{M_{пуск}}{M_{норм}}$	$\frac{M_{max}}{M_{норм}}$	$\frac{I_{пуск}}{I_{норм}}$	$\frac{M_{пуск}}{M_{норм}}$	$\frac{M_{max}}{M_{норм}}$	$\frac{I_{пуск}}{I_{норм}}$	$\frac{M_{пуск}}{M_{норм}}$	$\frac{M_{max}}{M_{норм}}$
до 5 kW . . .	6,5	1,5	1,8	6,0	1,5	1,8	6,0	1,1	1,6
от 5 до 50 kW .	6,5	1,4	1,8	6,0	1,3	1,8	5,5	1,1	1,6
от 50 до 100 kW	6,0	1,1	1,8	6,0	1,1	1,8	5,5	1,1	1,6

Как видно из таблицы, ток короткого замыкания нормальных короткозамкнутых двигателей больше, чем у двигателей с кольцами.

Увеличение пускового тока короткозамкнутых двигателей объясняется меньшим активным и реактивным сопротивлением беличьей клетки по сравнению с обмоткой ротора двигателя с кольцами. Однако сделанные в последнее время успехи построения короткозамкнутых асинхронных двигателей с глубоким пазом, а также двигателей типа Бушеро с двойной беличьей клеткой позволяют осуществить пуск короткозамкнутых двигателей с начальным моментом, даже большим нормального при значительно меньших пусковых токах по сравнению с указанными в вышеприведенной таблице.

Пусковые токи короткозамкнутых двигателей Бушеро и с глубокой впадиной не превосходят больше чем в 4,5—5,5 нормального тока двигателя. В то же время при огромной мощности современных электростанций теряет свою остроту вопрос об опасности толчков тока для сетей и генераторов при пуске короткозамкнутых двигателей.

Этим объясняется, что в большинстве стран, и особенно в Америке и Англии, в последнее время короткозамкнутые двигатели стали пользоваться весьма большим распространением и не только малой, но средней и большой мощности. В настоящее время является возможным говорить о непосредственном приключении к сети короткозамкнутых двигателей до 100 kW и выше. Можно считать, что основным ограничением в выборе короткозамкнутого двигателя той или иной мощности на данной установке является только допускаемое падение напряжения на трансформаторах подстанции при пуске этого двигателя, а следовательно, и на всей установке. В зависимости от того, имеется ли чисто двигательная нагрузка или смешанная, т. е. двигательная и осветительная, допускаются соответствующие падения напряжения трансформатора, безболезненные для работы установки, при этом при наличии осветительной нагрузки допускаются меньшие падения напряжения во избежание вредных для глаза миганий света в лампах.

Таким образом мощность короткозамкнутого двигателя, который можно установить, определяется в настоящее время мощностью трансформаторов установки. Чем мощнее установка и ее трансформаторы, тем более мощный короткозамкнутый двигатель можно приключить на прямое включение в данной установке. Для примерной оценки возможной мощности короткозамкнутых двигателей ниже приведена табл. 11.

Таблица 11

Номинальная мощность трансформатора в kVA	Мощности короткозамкнутых двигателей при падении напряжения на трансформаторе		
	1½%	2%	3%
50	1,8	2,4	3,6
75	2,8	3,8	5,6
100	3,9	5,2	7,8
180	7	9,4	14
240	9,4	12,6	18,8
420	17,1	22,8	34,2
750	29,8	39,8	59,7
1 000	40,2	53,6	80,4
1 800	67,4	89,8	134,8
2 400	87,8	117	175,5

Во всех остальных случаях непосредственное включение короткозамкнутых двигателей является недопустимым и следует применять искусственные методы пуска в ход, уменьшающие тем или иным способом величину пускового тока.

104. Методы пуска в ход асинхронных короткозамкнутых двигателей с помощью понижения напряжения на зажимах

Основным способом являются включение в фазы статора индуктивных катушек и запуск через автотрансформатор или трансформатор.

1. Пуск в ход с помощью реакторов (фиг. 204).

Неподвижный двигатель имеет сопротивление фазы, равное

$$z_k=\sqrt{(r_1+r_2')^2+(x_1+x_2')^2}.$$

Если включить в каждую фазу реактивное сопротивление x_2, то полное сопротивление фазы двигателя будет равно

$$z_k'=\sqrt{(r_1+r_2')^2+(x_1+x_2'+x_2)^2}$$

и пусковой ток

$$I_{пуск}=\frac{U_1}{z_k'}=\frac{U_1}{\sqrt{(r_1+r_2')^2+(x_1+x_2'+x_2)^2}}.$$

Реактор поглощает напряжение

$$U_L=U_1\frac{x_2}{\sqrt{(r_1+r_2')^2+(x_1+x_2'+x_2)^2}},$$

напряжение на двигателе

$$U_k=U_1\frac{\sqrt{(r_1+r_2')^2+(x_1+x_2')^2}}{\sqrt{(r_1+r_2')^2+(x_1+x_2'+x_2)^2}}.$$

Величина реактивного сопротивления x_2 пускового реактора может быть определена

$$x_2=\sqrt{\left(\frac{U_1}{I_{пуск}}\right)^2-(r_1+r_2')^2}-(x_1+x_2').$$

Фиг. 204.

Рабочий момент двигателя в синхронных ваттах равен

$$M_{норм}=m_1I_2'^2\frac{r_2'}{s}\approx m_1I_{норм}^2\frac{r_2'}{s}.$$

Пусковой момент при $s=1$ равен потерям в меди ротора примерно

$$M_{пуск}\approx m_1I_{пуск}^2r_2'.$$

Пусть путем включения реактора мы получим пусковой ток

$$I_{пуск}=aI_{норм}\approx aI_2'.$$

Отсюда пусковой момент равен

$$M_{пуск}=a^2(m_1I_2'^2r_2').$$

Так как

$$\frac{m_1I_2^2r_2'}{M_{норм}}=s$$

равно скольжению двигателя, то отношение пускового момента к нормальному

$$\frac{M_{пуск}}{M_{норм}} = a^2 \cdot s.$$

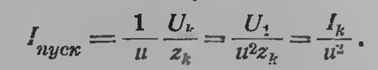
Отношение это зависит также от величины рабочего скольжения двигателя и кратности пускового тока a^2.

2. Пуск в ход с помощью автотрансформатора (фиг. 205).

Обозначим через u передаточное число трансформатора, тогда

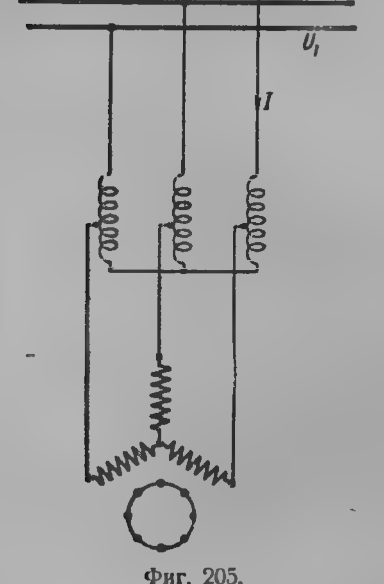
$$U_k = \frac{U_1}{u}.$$

Если пренебречь сопротивлением трансформатора, то пусковой ток двигателя из сети при пуске с помощью автотрансформатора будет равен

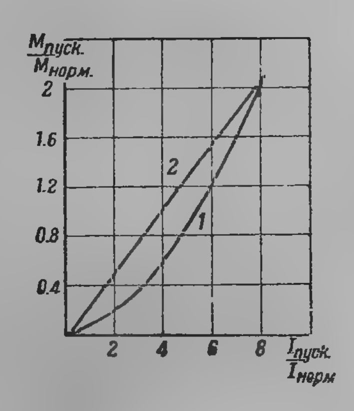


$$I_{пуск} = \frac{1}{u}\,\frac{U_k}{z_k} = \frac{U_1}{u^2 z_k} = \frac{I_k}{u^2}.$$

Обозначим отношение пускового тока к нормальному через a, тогда



Фиг. 205.



Фиг. 206.

$$I_{пуск} = aI_{норм} = \frac{I_k}{u^2},$$

отсюда передаточное число трансформатора

$$u^2 = \frac{I_k}{aI_{норм}}.$$

Из этой формулы определяется передаточное число трансформатора для заданной кратности пускового тока.

Так как при пусковом токе $I_{пуск}$ в статоре двигателя протекает ток $uI_{пуск}$, то отношение пускового момента к нормальному будет равно

$$\frac{M_{пуск}}{M_{норм}} = \frac{m_1 I_{пуск}^2 u^2 r_2' s}{m_1 I_{норм}^2 r_2'} = (a \cdot u)^2 s,$$

или

$$\frac{M_{пуск}}{M_{норм}} = a\,\frac{I_k}{I_{норм}}\,s.$$

Мы видим, что в то время как при пуске с помощью реактора отношение пускового момента к нормальному пропорционально квадрату отношения

$$a = \frac{I_{пуск}}{I_{норм}},$$

при применении пускового автотрансформатора отношение пускового момента к нормальному пропорционально произведению

$$a\,\frac{I_k}{I_{норм}}, \quad \text{где} \quad \frac{I_k}{I_{норм}} > a.$$

На фиг. 206 приведены кривые отношения $\frac{M_{пуск}}{норм}$ при пуске в ход с помощью индуктивных сопротивлений (кривая 1) и с помощью автотрансформатора (кривая 2) в зависимости от отношения $\frac{I_{пуск}}{I_{норм}}$. Для пускового тока $I_{пуск} = 2\,I_{норм}$

по кривой 1 $\frac{M_{пуск}}{M_{норм}} = 0{,}16$,

по кривой 2 $\frac{M_{пуск}}{M_{норм}} = 0{,}52$.

Пусковые автотрансформаторы часто изготовляются с несколькими ступенями и для высоковольтных двигателей помещаются в масляном баке.

105. Пуск в ход по методу пересоединения обмоток статора на звезду при рабочем соединении обмоток треугольником (метод ⅄/△)

Асинхронный двигатель, нормально работавший при соединении обмоток треугольником, при пуске соединяется в звезду. Обозначим напряжение сети через U_1.

Напряжение на фазе двигателя при соединении звездой будет

$$U_{\curlywedge} = \frac{U_1}{\sqrt{3}},$$

при соединении треугольником

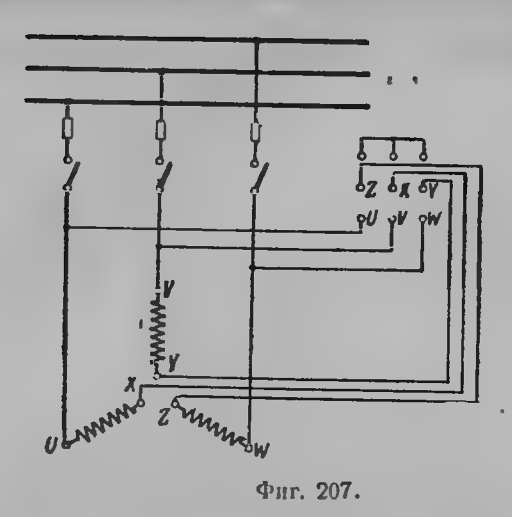
$$U_{\triangle} = U_1.$$

Пусковой ток фазы мотора при соединении в звезду

$$I_{k\curlywedge} = \frac{U_1}{\sqrt{3}z_k}.$$

При соединении треугольником

$$I_{k\triangle} = \frac{U_1}{z_k}.$$



Фиг. 207.

Линейный ток (из сети) при соединении обмоток звездой

$$I_{\curlywedge} = \frac{U_1}{\sqrt{3} z_k},$$

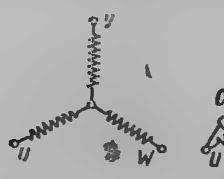
линейный ток при соединении обмоток треугольником

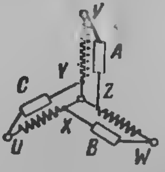
$$I_{\triangle} = \frac{U_1 \sqrt{3}}{z_k},$$

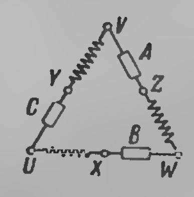
отсюда

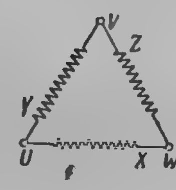
$$\frac{I_{\curlywedge}}{I_{\triangle}} = \frac{1}{3},$$

т. е. при пуске двигателя соединением статора звездой величина пускового тока уменьшается в три раза, в три раза









Фиг. 208a.

уменьшается также и начальный момент. Действительно при соединении звездой

$$M_{пуск\,\curlywedge} \approx m_1 I_{k\curlywedge}^2 r_2',$$

при соединении треугольником

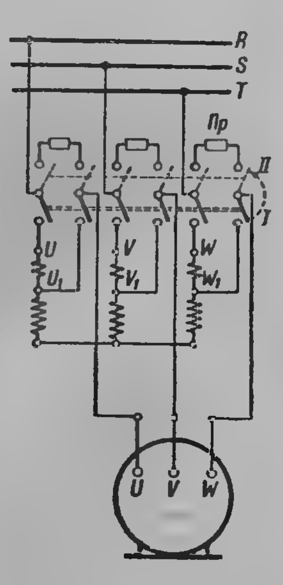
$$M_{пуск\,\triangle} \approx m_1 I_{k\triangle}^2 r_2' = 3\, m I_{k\curlywedge}^2 r_2'.$$

Вывод сделан без учета влияния насыщения на соотношения токов и моментов.

На фиг. 207 приведена схема соединений двигателя при пуске в ход по методу $\curlywedge/\triangle$.

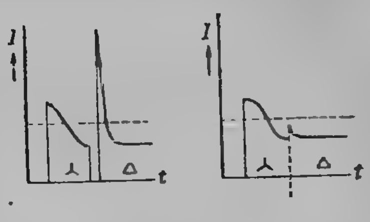
При пуске в ход по методу $\curlywedge/\triangle$ происходит прерывание тока на некоторое время перед тем, как переключить обмотки статора на их рабочее соединение треугольником. Поэтому при включении на $\triangle$ происходит большой толчок тока, как при всяком включении двигателя.

Некоторыми заводами разработаны специальные схемы соединений при переключении со $\curlywedge/\triangle$, при которых толчок тока при переключении устраняется.



Фиг. 208b.

На фиг. 208 и 209 приведена схема такого пересоединения по системе SSW. Переключение со $\curlywedge/\triangle$ имеет по этой схеме четыре стадии, причем, как нетрудно видеть из рисунка, при переключении разрыва тока сети не получается. Достигается это приключением к обмотке фаз статора параллельно трех активных сопротивлений. На фиг. 209 приведены кривые тока пускового двигателя за период пуска при нормальном переключателе и переключателе SSW. В момент переключения последним толчок пускового тока значительно меньше.



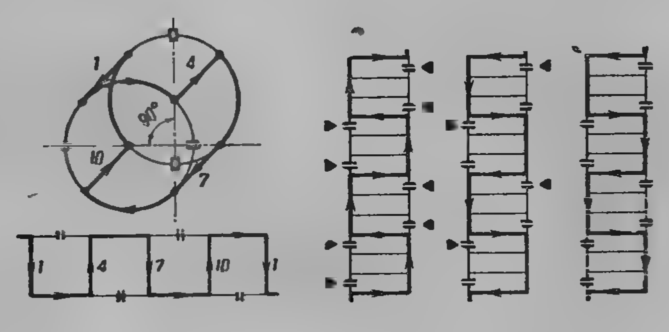
Фиг. 209.

106. Другие способы пуска в ход короткозамкнутых двигателей

Как мы видели для нормального короткозамкнутого двигателя отношение пускового тока ротора к нормальному $\frac{I_{пуск}}{I_{норм}}$, пускового момента к нормальному $\frac{M_{пуск}}{M_{норм}}$ и нормальное скольжение $s_{норм}$ связаны следующим соотношением:

$$\left(\frac{I_{пуск}}{I_{норм}}\right)^2 = \frac{M_{пуск}}{M_{норм}} \cdot \frac{1}{s_{норм}}.$$

Из приведенного равенства мы видим, что чем больше величина рабочего скольжения двигателя, тем меньший пусковой ток будет иметь



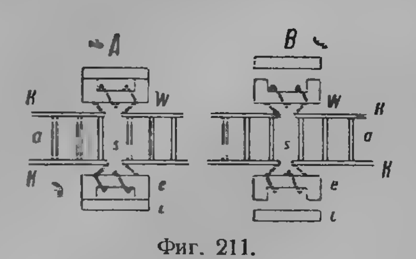
Фиг. 210.

двигатель при одинаковом пусковом моменте. Увеличение же рабочего скольжения двигателя определяется увеличением активного сопротивления обмотки ротора, так как

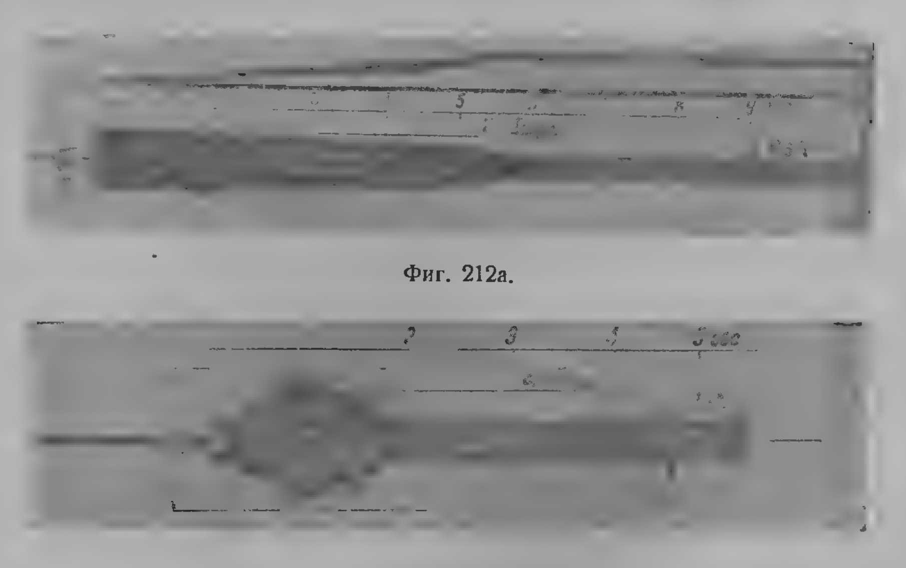
$$m_2 I_2^2 r_2 = P_i s_{норм}$$

Однако увеличение активного сопротивления ротора вместе с уменьшением пускового тока и увеличением начального момента повлечет за собой увеличение потерь, а следовательно, и нагрева двигателя и уменьшение его к. п. д. при нормальной работе, что не является желательным.

Естественнее всего получить увеличение активного сопротивления ротора короткозамкнутого асинхронного двигателя в момент пуска путем разреза короткозамкнутой обмотки ротора и введения в его цепь дополнительных сопротивлений, которые автоматически выключались бы по окончании пуска. Однако эти конструкции не получили большого распространения из-за своей сложности. Примером может служить пуск в ход короткозамкнутого двигателя по методу Арютюнова. По предложению последнего в короткозамкнутом роторе замыкающие кольца разрезаются так, что ток протекает только по части колец. На фиг. 210 показано, как выполняются разрезы в кольцах беличьей клетки ротора четырехполюсного двигателя при одном стержне на полюс. Число разрезов определяется числом полюсов. Таким образом все стержни полюсов в момент пуска соединяются последовательно. По окончании пуска при известном числе оборотов специальные контакты замыкают разрезы. Пружины контактов имеют регулировку. После замыкания мест разреза все стержни беличьей клетки соединяются параллельно. При последовательном соединении стержней сопротивление ротора возрастает, и двигатель пускается в ход при уменьшенном пусковом токе.



Фиг. 211.


Фиг. 212a.

Фиг. 212b.

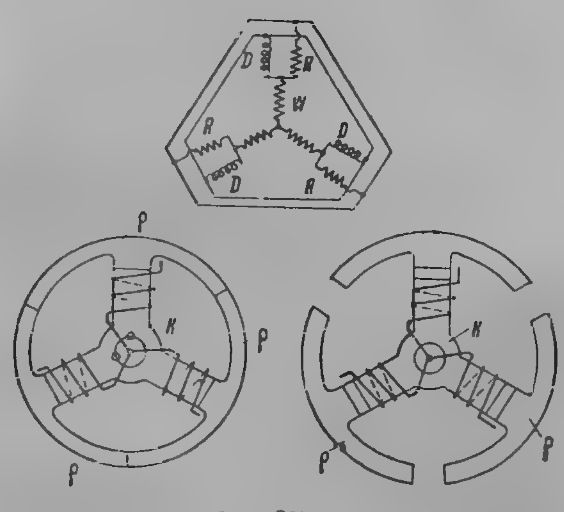
В том же направлении разрешает проблему пуска короткозамкнутого двигателя немецкая фирма BEW (Bayerischen Elek. Werke). Ротор двигателя имеет нормальную конструкцию беличьей клетки, однако в цепь которой в момент пуска включаются дроссельные катушки с разъемным магнитным сердечником (фиг. 211). По окончании пуска для уменьшения

индуктивности ротора и улучшения $\cos\varphi$ часть i железного сердечника автоматически отнимается от l. Вследствие увеличения сопротивления ротора при пуске пусковой ток уменьшается, но одновременно снижается и пусковой момент.

На фиг. 212a представлена осциллограмма тока и изменение числа оборотов при пуске двигателя BEW, на фиг. 212b для сравнения даны те же осциллограммы для нормального двигателя.

Аналогичную идею предложил Цани еще в 1899 г. для безреостатного пуска в ход двигателя с трехфазным ротором с кольцами.

На фиг. 213 показана принципиальная схема запуска по способу Цани. Здесь w обозначает обмотку ротора, r — активное сопротивление, D — реактор.



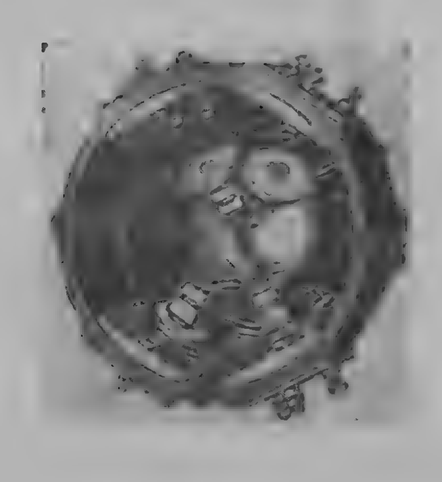
Фиг. 213.

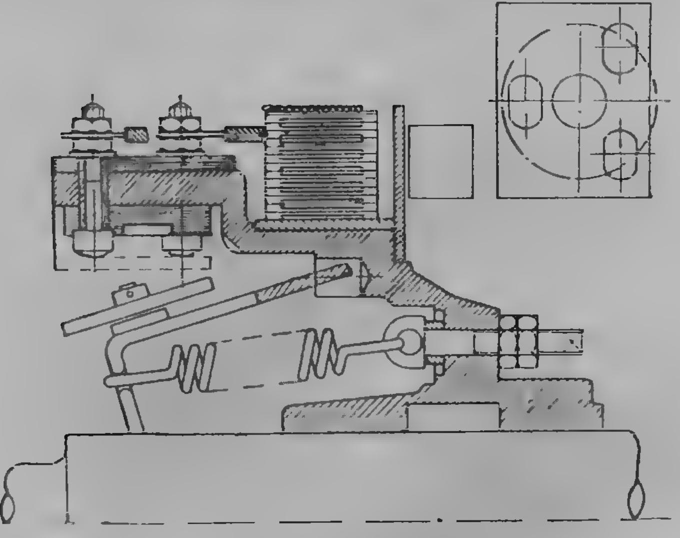
При пуске в ход в роторе протекает ток большого числа периодов, который, встречая большое сопротивление реактора D, проходит через активное сопротивление. По достижении известного числа оборотов сегменты ρ отходят под действием центробежной силы.

После отхода сегментов ρ реактивное сопротивление дросселя D уменьшается. Уменьшается оно также потому, что число периодов ротора при числе оборотов, близком к нормальному, уже незначительно. Так как активное сопротивление дросселя D выбирается весьма малым, то по окончании пуска сопротивление r получается автоматически зашунтированным.

Для асинхронных двигателей, имеющих в роторе многофазную (трехфазную) обмотку ротора не в виде беличьего колеса, был предложен также целый ряд способов пуска в ход с уменьшенными пусковыми токами при заданном пусковом моменте.

Ряд заводов (Brown Boveri, Lloyd и др.) вводят на время пуска активное сопротивление, которое по достижении известного числа оборотов выключается специальным контактором под действием центробежной силы. Все устройство собрано в одной детали, называющейся центро-





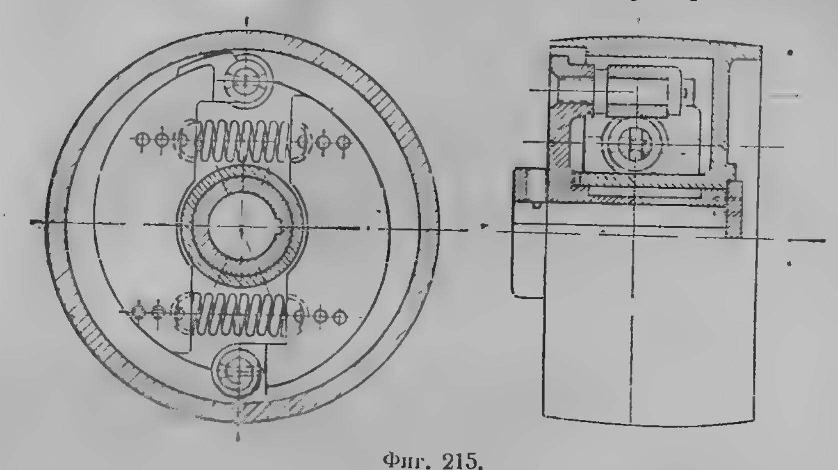
Фиг. 214.

бежным пускателем. На фиг. 214 показаны общий вид и схематический чертеж пускателя с сопротивлением (фирмы BBC).

107. Пуск в ход короткозамкнутых асинхронных двигателей с помощью пускового шкива

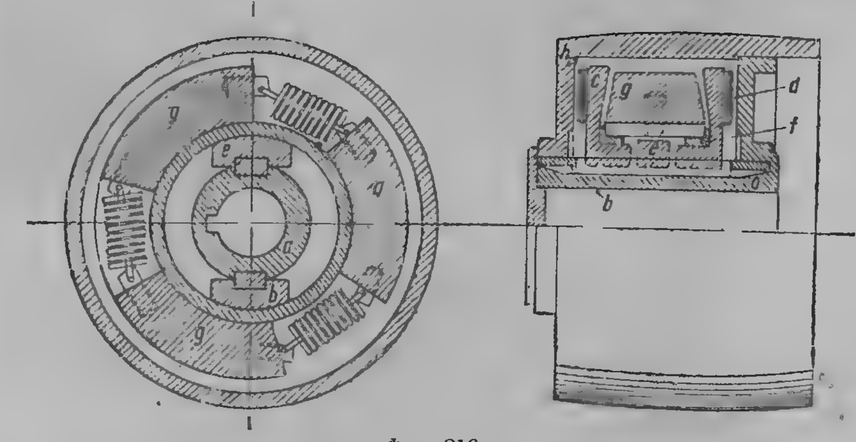
Для уменьшения времени пускового тока в некоторых случаях находят себе применение так называемые пусковые шкивы. Двигатель, снабженный таким шкивом, пускается в ход вхолостую и берет нагрузку только по достижении нормального числа оборотов. Пусковой шкив в основном состоит из двух частей: ведущей, закрепленной на валу двигателя, и ведомой, остающейся неподвижной в первый момент пуска. Ведущая часть пускового шкива снабжена центробежным приспособлением, которое при достижении двигателем нормального числа оборотов включает ведомую часть. Конструкция такого шкива завода SSW изображена на фиг. 215. На фиг. 216 представлен пусковой шкив завода AEG.

На вал двигателя твердо насажена муфта *a* с тормозными дисками *c*. Грузы *g* свободно вращаются вместе с кольцом *f*. При достижении



Фиг. 215.

двигателем нормального числа оборотов кольцо *f*, увлекаемое трением малых грузов *e* о внутреннюю поверхность, увеличивает постепенно свою скорость. Грузы *g* под действием растущей центробежной силы



Фиг. 216.

мало-помалу расходятся и раздвигают в стороны тормозные диски *c*, прижимая их к торцовым поверхностям шкива *h*, и при создании прокладками *d* нужного момента трения приводится во вращение нагруженный ремнем шкив. Такая конструкция пускового шкива рассчитана на то, чтобы с момента включения двигателя до момента полного сцепления вала с наружным шкивом *h* проходило известное время, достаточное для завершения пуска переключателем со звезды на треугольник. Этим уменьшается бросок пускового тока в момент и после переключения.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ПЯТАЯ

КОРОТКОЗАМКНУТЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ГЛУБОКИМ ПАЗОМ РОТОРА

108. Общая теория

В тех случаях, когда необходимо пускать короткозамкнутый асинхронный двигатель при уменьшенном пусковом токе и при этом требуется обеспечить большой начальный момент, применяются двигатели с глубокими пазами на роторе. Двигатель с глубокими пазами является обычным короткозамкнутым двигателем, у которого беличья клетка выполнена не из круглых стержней, а из прямоугольных шин малой ширины (в пазу) и большой высоты. Вследствие скин-эффекта активное сопротивление ротора короткозамкнутых двигателей с глубокими пазами увеличивается в момент пуска, когда частота токов в роторе наибольшая, реактанц рассеяния ротора при этом уменьшается.

Пусковые токи при этом у двигателя с глубокими пазами значительно меньше, чем у такого же короткозамкнутого двигателя с нормальной клеткой, а пусковые моменты больше.

Пусковые свойства двигателей с глубокими пазами можно охарактеризовать следующими сравнительными данными: короткозамкнутый двигатель 100 kW с обычной беличьей клеткой имел бы отношение

$$\frac{I_{пуск}}{I_{норм}} \approx 7 \div 8, \quad \frac{M_{пуск}}{M_{норм}} \approx 1,$$

такой же двигатель с глубокими пазами

$$\frac{I_{пуск}}{I_{норм}} = 4{,}5 \div 5{,}5, \quad \frac{M_{пуск}}{M_{норм}} \approx 1{,}5.$$

Рассмотрим основные соотношения и рабочие свойства двигателя с глубокими пазами.

Как известно, массивный стержень, по которому протекает переменный ток, обладает большим активным сопротивлением переменному току, чем когда по стержню течет постоянный ток. Для стержня, лежащего в пазу, отношение величины активного сопротивления переменного тока к активному сопротивлению стержня для постоянного тока представляется функцией

$$k' = \frac{\xi(\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi)}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi}.$$

Вместе с увеличением активного сопротивления стержня происходит уменьшение рассеяния паза. Уменьшения рассеяния можно выразить k'':

$$k'' = \frac{3}{2} \frac{\operatorname{sh} 2\xi - \sin 2\xi}{\xi(\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi)},$$

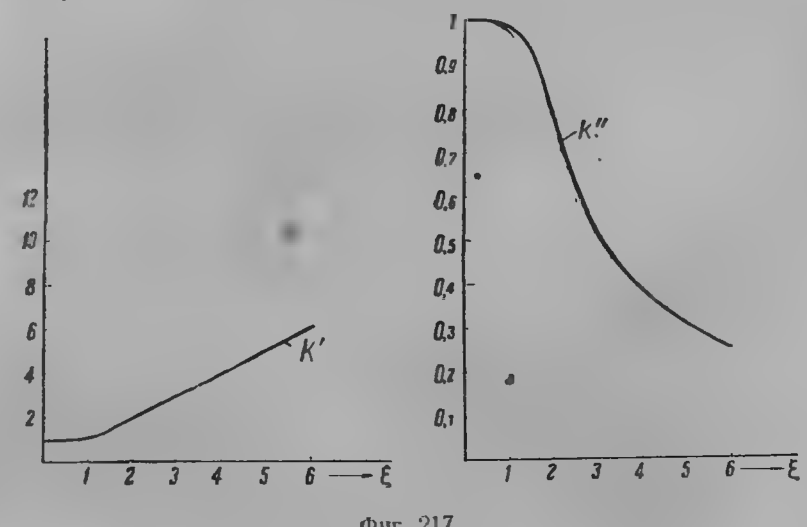
ξ носит название приведенной высоты паза:

$$\xi = h\sqrt{\frac{f_2}{50} \frac{b}{a}},$$

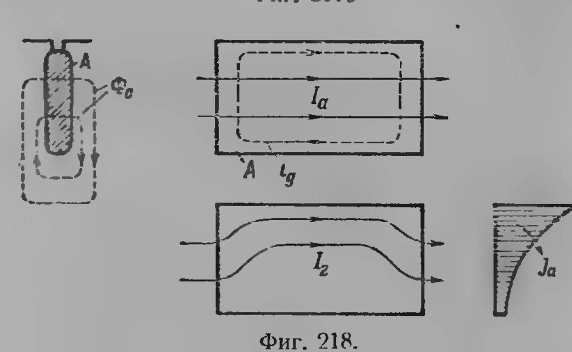
где f_2 — число периодов тока ротора;
b — ширина стержня в пазу;
a — ширина паза;
h — высота одного провода в пазу.

k' и k'' в зависимости от ξ приведены на фиг. 217.

С физической стороны увеличение активного и уменьшение реактив



Фиг. 217.



Фиг. 218.

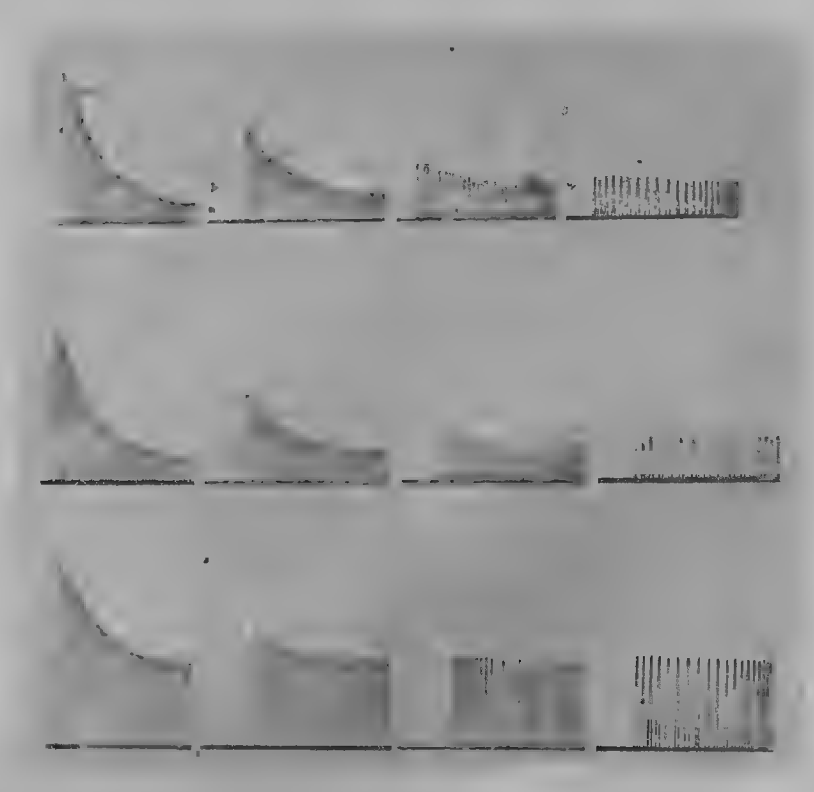
ного сопротивления при пуске у стержней ротора большой высоты, заложенных в глубоких пазах, объясняется происходящим в этом случае значительным вытеснением тока стержня к его верхней части, т. е.

к поверхности ротора, за счет наведенных потоком рассеяния в толще стержня добавочных токов Фуко (фиг. 218). Распределение плотности тока j_a в глубоком пазу по высоте стержня представлено на фиг. 218 согласно теории скин-эффекта.

Фиг. 219.

Мы видим, что при достаточно большом числе периодов по массивному стержню, находящемуся в глубоком пазу, почти весь ток протекает только в верхней части сечения, вследствие чего возрастает активное сечение стержня, в то же время вследствие как бы уменьшения действительной высоты тока в пазу уменьшается реактанц рассеяния паза.

Опытным путем исследование распределения плотности тока в стержне, лежащем в глубоком пазу, было произведено акад. К. И. Шенфером и инж. А. И. Москвитиным.



Фиг. 220.

На фиг. 219 представлена схема опыта. В пазу якоря был помещен стержень A. Падение напряжения в различных точках по высоте стержня измерялось чувствительным шунтом B с помощью осциллографа. Результаты измерений с помощью особого приспособления фотографировались на бумаге. На фиг. 220 приведены опытные кривые распределения тока по высоте глубокого стержня в пазу.

Опыты акад. К. И. Шенфера и инж. А. И. Москвитина в общем совпали с результатами теории вытеснения тока в массивных проводниках, лежащих в пазах, которая была дана в работах Фильда, Роговского, Эмде, К. В. Вагнера.

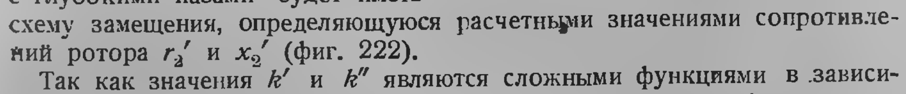
109. Диаграмма тока двигателя с глубоким пазом

Таким образом в момент пуска двигатель с глубокими пазами имеет сопротивления ротора, равные

$$r_x' = k' r_2',$$
$$x_x' = k'' x_2'.$$

Схема замещения двигателя с глубокими пазами имеет вид, приведенный на фиг. 221. Как было выяснено, при нормальной работе влияние скин-эффекта ротора незначительно, так как скольжение измеряется несколькими процентами и значение функций k' и k'' близко к единице:

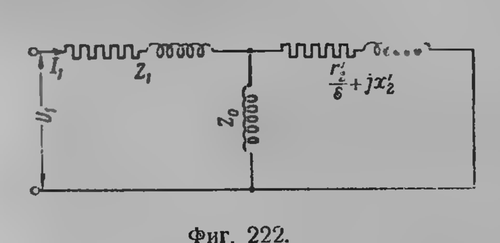
$$k' \approx 1, \quad k'' \approx 1.$$



Фиг. 221.

Поэтому с известным приближением при работе двигатель с глубокими пазами будет иметь схему замещения, определяющуюся расчетными значениями сопротивлений ротора r_2' и x_2' (фиг. 222).

Так как значения k' и k'' являются сложными функциями в зависимости от скольжения, то диаграмма тока двигателей с глубокой впадиной не будет окружностью и только в рабочей части может быть приближенно заменена так называемой рабочей окружностью, построенной на основании схемы фиг. 222.



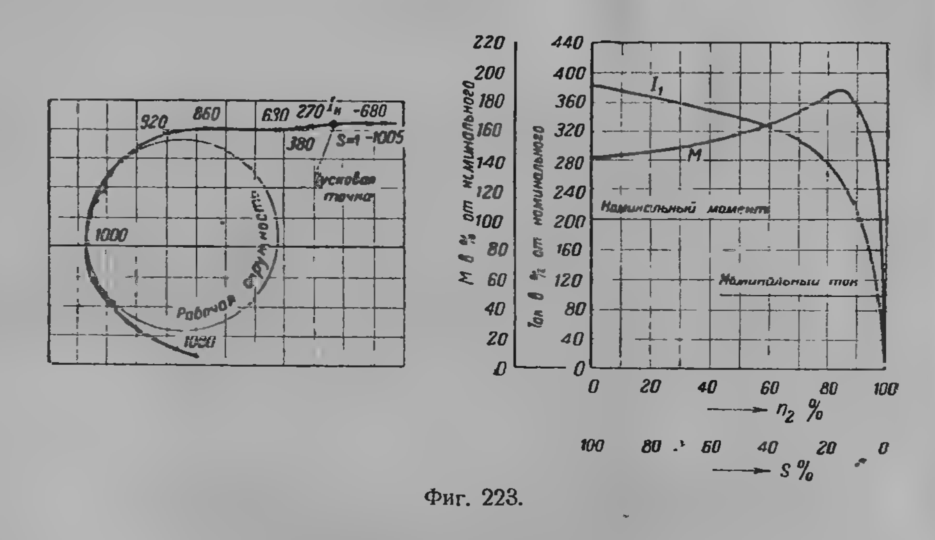
Фиг. 222.

Таким образом в пределах нормальной работы двигатель с глубоким пазом имеет схему замещения фиг. 222, все же другие точки диаграммы тока рассчитываются по основной схеме фиг. 221. Поэтому рабочие кривые двигателя с глубоким пазом можно построить по тому же методу, как и для нормального короткозамкнутого двигателя, из рабочей окружности, а пусковые кривые из схемы фиг. 221.

Особое значение имеет так называемая пусковая точка, вычисляющаяся по данным схемы фиг. 221 для $s = 1$.

Эта точка определяет величину пускового момента $M_{пуск}$ и пускового тока $I_{пуск}$.

На фиг. 223 приведен примерный вид диаграммы тока двигателя с глубокими пазами, а также кривой тока I_1 и момента M. Из рассмотрения диаграммы тока мы видим, что двигатель с глубоким пазом обладает хорошими тормозными свойствами в режиме $s > 1$. Однако в этом режиме следует опасаться больших нагревов клетки ротора.



Фиг. 223.

110. Рабочие свойства двигателя с глубоким пазом

Из рассмотрения кривых фиг. 217 видно, что увеличение активного сопротивления стержня и уменьшение его реактивного сопротивления получается значительным для стержня большей высоты h по сравнению с его шириной. Эти соображения и положены в основу построения короткозамкнутых асинхронных двигателей с глубокими пазами. Двигатель с глубокими пазами выполняется с короткозамкнутой беличьей клеткой, только стержни клетки имеют большую высоту h.

Так как ξ — приведенная высота стержня — изменяется пропорционально $\sqrt{f_2}$, то увеличение активного сопротивления клетки при пуске достигает сравнительно высоких значений, так как в первое мгновение после включения частота токов ротора равна частоте токов сети. В это же время реактивное сопротивление ротора падает. Поэтому короткозамкнутый асинхронный двигатель с ротором с глубокими пазами берет с места с большим начальным моментом при сравнительно малых пусковых токах. В зависимости от отношения глубины паза к ширине пусковой ток может быть сделан значительно меньше, чем при обычных беличьих клетках при требуемой величине пускового момента. Последнее позволяет считать применение короткозамкнутых роторов с глубокими пазами одним из действенных методов пуска в ход короткозамкнутых двигателей.

По окончании пуска частота токов в роторе делается равной частоте скольжения, т. е. нескольким периодам. Поэтому при рабочем режиме двигателя изменение активного и реактивного сопротивлений ротора

по сравнению с расчетными будет незначительным и двигатель будет работать как нормальный.

Основным недостатком двигателей с глубокой впадиной являются их сравнительно с нормальным короткозамкнутым двигателем низкие значения коэфициента мощности при нормальной работе. Коэфициент мощности двигателей средней мощности с глубокими пазами уменьшается примерно на 2 — 4%. Уменьшение $\cos\varphi$ при нормальной работе определяется возрастанием рассеяния за счет увеличения высоты паза ротора. По этой же причине уменьшается максимальный момент двигателя примерно на 10 — 15 — 20%.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ШЕСТАЯ

КОРОТКОЗАМКНУТЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ДВОЙНЫМ ЧИСЛОМ ПАЗОВ РОТОРА (ДВИГАТЕЛЬ ДОЛИВО-ДОБРОВОЛЬСКОГО, БУШЕРО)

111. Общая теория

Значительное улучшение пусковых характеристик короткозамкнутых асинхронных двигателей достигается применением в роторе двойных беличьих клеток. В этом случае ротор нормального короткозамкнутого двигателя имеет две клетки, лежащие одна над другой, *II* и *I* (фиг. 224).



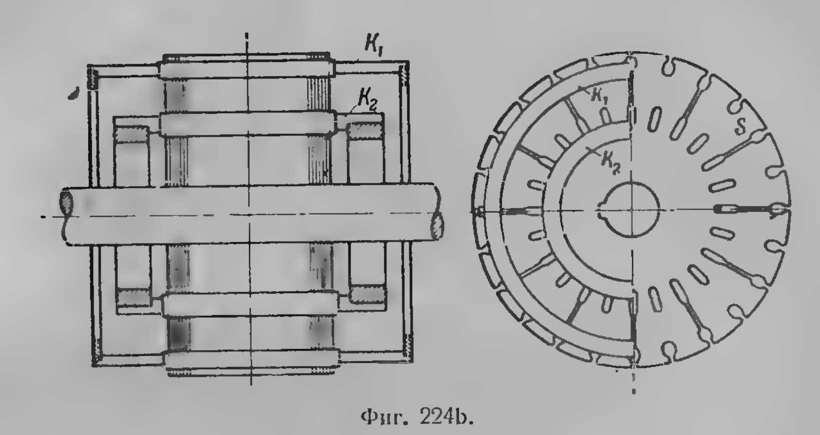
Фиг. 224a.

Число пазов верхней и нижней клеток может быть одинаково или различно. Стержни верхней беличьей клетки *II* выполняются малого сечения с большим активным и малым реактивным сопротивлениями; сама клетка закладывается в пазах в непосредственной близости к периферии ротора. Стержни нижней клетки *I* выполняются большого сечения с малым активным и большим реактивным сопротивлениями рассеяния; они закладываются в пазах с большой высотой на значительной глубине или на одной радиальной линии с пазами верхней клетки или на линии между пазами верхней клетки. Материалом для клеток является медь или алюминий.

На торцах стержни замыкаются или общим или отдельными замыкающими кольцами. Между пазами верхней и нижней клеток обычно имеется перемычка в виде щели небольшой ширины, которая может

быть также заполнена медью или алюминием. В последнем случае стержни верхней и нижней клеток соединяются, представляя как бы стержни клетки с глубокими пазами фасонного сечения.

Двигатель Бушеро имеет примерно такие же пусковые свойства, как и двигатель с глубокими пазами, а в некоторых случаях даже лучшие:

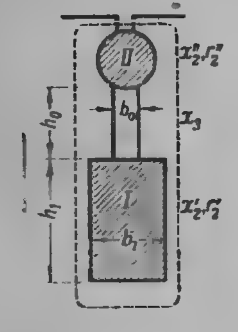


Фиг. 224b.

пусковой ток двигателя Бушеро меньше, чем у нормального короткозамкнутого двигателя, а пусковой момент больше.

Сущность работы двигателя Бушеро заключается в следующем:

При пуске, когда частота токов в роторе наибольшая, реактанц рассеяния нижней клетки особенно велик, и ток, проходящий по ней, незначителен. Ток в роторе при пуске проходит, главным образом, по верхней клетке, обладающей большим активным сопротивлением.



Фиг. 225.

Поэтому двигатель Бушеро раскручивается при сравнительно малом пусковом токе и большом начальном моменте. По мере разбега частота тока в роторе уменьшается, реактивное сопротивление нижней клетки падает, а так как она обладает малым активным сопротивлением, то ток все больше начинает проходить по нижней клетке, имеющей большое сечение, и двигатель Бушеро начинает приобретать нормальные рабочие свойства. Рассмотрим подробнее основные соотношения, рабочие и пусковые свойства двигателя Бушеро.

Во всех дальнейших рассуждениях будем считать, что число стержней обеих клеток одинаково и соответствующие стержни лежат в пазах один на другом в радиальном направлении. Пазы соединены друг с другом узкой щелью (фиг. 225).

Обозначим через

$$r_2' \text{ и } r_2''$$

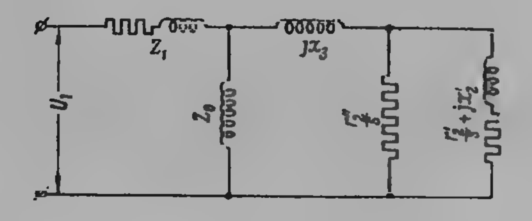
$$x_2' \text{ и } x_2''$$

активные и реактивные сопротивления нижней и верхней клеток, через x_3 — реактивное сопротивление потока рассеяния, общего для обеих клеток.

Если считать, что реактивное сопротивление верхней клетки II равно нулю, то схема замещения двигателя с двумя клетками будет иметь вид, представленный на фиг. 226.

Найдем эквивалентное сопротивление для ротора двигателя с двумя беличьими клетками:

$$Z_2 \approx \frac{1}{\dfrac{1}{\dfrac{r_2'}{s} + jx_2'} + \dfrac{1}{\dfrac{r_2''}{s}}} = \frac{1}{s} \frac{r_2''(r_2' + jsx_2')}{r_2' + r_2'' + jsx_2'}.$$



Фиг. 226.

Найдем в полученном выражении действительную и мнимую часть

$$R_2 = \frac{r_2''[r_2'(r_2' + r_2'') + (sx_2')^2]}{(r_2' + r_2'')^2 + (sx_2')^2}$$

$$jX_2 = \frac{jr_2''^2 x_2'}{(r_2' + r_2'')^2 + (sx_2')^2}.$$

Более точно

$$X_2 = \frac{r_2''^2 x_2'}{(r_2' + r_2'')^2 + (sx_2')^2} + x_3.$$

При синхронной скорости (при $s = 0$)

$$R_{2_{s=0}} = \frac{r_2' r_2''}{r_2' + r_2''} \quad \text{и} \quad X_{2_{s=0}} = \frac{r''^2_2 x_2'}{(r_2' + r_2'')^2}.$$

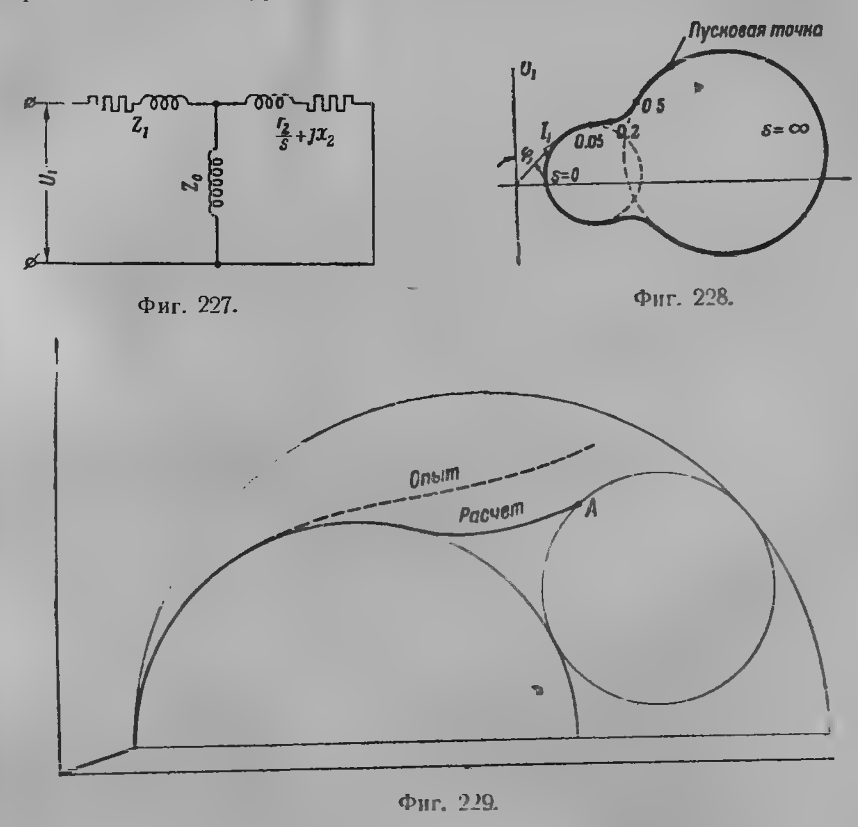
Так как число оборотов двигателя при нагрузке незначительно отличается от синхронного числа оборотов, то с известным приближением величины $R_{2_{s=0}}$ и $X_{2_{s=0}}$ будем считать за активное и реактивное сопротивления ротора при нагрузках r_2 и x_2.
Итак

$$r_2 = \frac{r_2' r_2''}{r_2' + r_2''} \quad \text{и} \quad x_2 = \left(\frac{r_2''}{r_2' + r_2''}\right)^2 x_2'.$$

Поэтому в пределах нормальной работы двигателя Бушеро его схемой замещения с достаточным приближением будет схема того же двигателя, как нормального асинхронного двигателя с сопротивлением ротора, равным r_2 и x_2 (фиг. 227) [1].

[1] r_2 и x_2 — приведенные величины. В этой главе мы их будем писать без $'$.

В этом случае вектор тока статора двигателя Бушеро при работе перемещается по окружности, построенной на основании схемы заме-



Фиг. 227.

Фиг. 228.

Фиг. 229.

щения фиг. 227. При дальнейшей нагрузке двигателя Бушеро вектор тока статора покидает рабочую окружность; при этом он уже должен определяться с помощью точной схемы фиг. 226, решение которой не дает уже закона круговой диаграммы для тока статора. На фиг. 228 представлен примерный вид диаграммы тока двигателя Бушеро. Точка при $s = 1$, так же как для двигателя с глубоким пазом, называется пусковой точкой.

Фиг. 230.

Поэтому рабочие кривые двигателя Бушеро можно строить по тем же методам, как и для нормального короткозамкнутого двигателя из рабочей окружности, а пусковые кривые — из схемы фиг. 226.

Рабочая теория двигателя Бушеро, так же как и нормального двигателя должна соответствующим образом учитывать влияние насыщения

на реактанцы машины. На фиг. 229 приведена диаграмма тока двигателя Бушеро, вычисленная без учета насыщения и полученная из опыта. На фиг. 230 приведены две диаграммы тока двигателя Бушеро при различных напряжениях на зажимах.

112. Исследование пусковых свойств двигателя Бушеро

Является важным исследовать, какое отношение $\frac{r_2''}{r_2'}$ дает наиболее благоприятные пусковые свойства двигателя.

Обозначим через $\lambda = \frac{r_2''}{r_2}$ и через $\mu = \frac{x_2}{r_2}$.

Исследуем, какое отношение λ при заданных значениях и дает наибольшее активное сопротивление ротора при пуске двигателя в ход при $s = 1$.

При указанных обозначениях при скольжении $s = 1$ получаем

$$R_{2_{s=1}} = r_2 \frac{(\lambda - 1)^2 + \lambda\mu^2}{(\lambda - 1)^2 + \mu^2},$$

отыскивая по известным правилам максимум, найдем, что R_2 ротора Бушеро при пуске будет наибольшим, когда

$$\lambda - 1 = \mu.$$

Это простое соотношение лежит в основе расчетов двигателей Бушеро.

113. Связь между пусковыми и рабочими сопротивлениями ротора Бушеро

Только одна пусковая точка удовлетворяет условию

$$\lambda - 1 = \mu.$$

Все другие точки имеют

$$\lambda - 1 \gtrless \mu$$

или

$$\lambda - 1 = \frac{\mu}{t}.$$

t является величиной, связующей основные расчетные параметры ротора Бушеро μ и $\lambda = \frac{r_2''}{r_2}$. С помощью некоторых преобразований можно выразить величины $R_{2_{s=1}}$ и $X_{2_{s=1}}$ через t и рабочие сопротивления ротора r_2 и x_2:

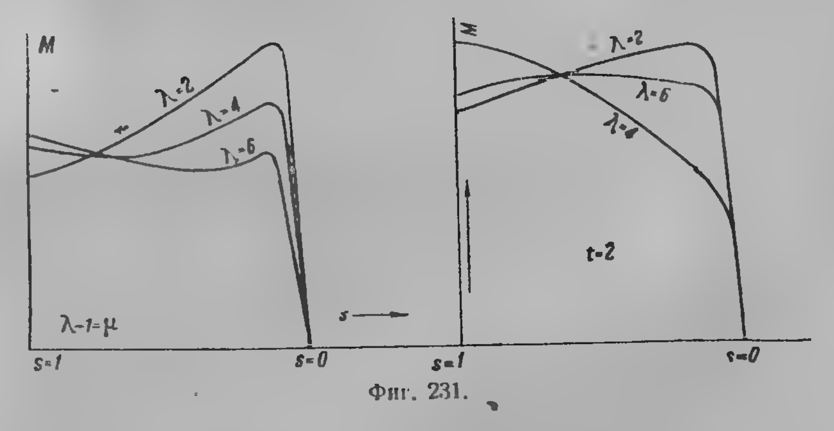
$$\left. \begin{aligned} R_{2_{s=1}} &= r_2 \frac{1 + \left(1 + \frac{\mu}{t}\right) t^2}{1 + t^2} = g_1 r_2 \\ X_{2_{s=1}} &= x_2 \frac{1}{1 + t^2} = g_2 x_2. \end{aligned} \right\} \qquad (27,1)$$

В общем случае для любого значения скольжения s

$$R_2 = r_2 \frac{1 + \left(1 + \frac{\mu}{t}\right)(st)^2}{1 + (st)^2} = g_1 r_2;$$

$$X_2 = x_2 \frac{1}{1 + (st)^2} = g_2 x_2.$$

После определения величины сопротивлений при нормальной работе, а также при любом скольжении, возможно подсчитать величину крутящего момента двигателя Бушеро по формулам нормального асинхронного двигателя (§ 66), если вместо активных и реактивных сопротивлений ротора подставить их значения для двигателя Бушеро, т. е. R_2 и X_2. Следует указать, что та или иная величина λ и t не только определяет ту или иную величину пускового момента и тока двигателя Бушеро; λ и t обусловливают также различные формы кривой крутящих моментов двигателя Бушеро. На фиг. 231 приведены кривые крутящих моментов двигателя Бушеро в зависимости от скольжения для различных λ и t.



Фиг. 231.

114. Методы аналитического определения величин r_2'', r_2', x_2'

Определение сопротивлений верхней и нижней клетки двигателя Бушеро необходимо для расчета размеров пазов его ротора.

При расчете будем считать заданными λ и t, а также рабочие сопротивления ротора r_2 и x_2.

Считая также заданными требуемое от двигателя отношение пускового момента к нормальному

$$\frac{M_{пуск}}{M_{норм}} = \beta,$$

а также пускового тока к нормальному

$$\frac{I_{пуск}}{I_{норм}} = \alpha,$$

определяем по формуле

$$R_{2_{s=1}} = \frac{\beta r_2}{\alpha^2 \cdot s},$$

$$z_k = \frac{U_1}{I_{пуск}},$$

$$X_{2_{s=1}} \approx \sqrt{z_k^2 - R_{2_{s=1}}^2}.$$

Из формул

$$R_{2_{s=1}} = r_2 \frac{1 + \left(1 + \frac{\mu}{t}\right) t^2}{1 + t^2} = g_1 r_2$$

$$X_{2_{s=1}} = \frac{x_2}{(1+t)^2} = g_2 x_2$$

находим

$$g_1 = \frac{\left(1 + \frac{\mu}{t}\right) t^2 + 1}{1 + t^2},$$

$$g_2 = \frac{1}{1 + t^2}.$$

Отсюда

$$g_1 = 1 + \mu t g_2$$

и

$$t = \frac{g_1 - 1}{\mu g_2}.$$

Из формулы

$$\lambda - 1 = \frac{\mu}{t}$$

определяем величину λ:

$$\lambda = \frac{\mu}{t} + 1.$$

Далее определяем по формулам, которые нетрудно вывести из основных соотношений,

$$r_2' = \frac{\lambda}{\lambda - 1} r_2,$$

$$r_2'' = \lambda r_2.$$

Из формулы

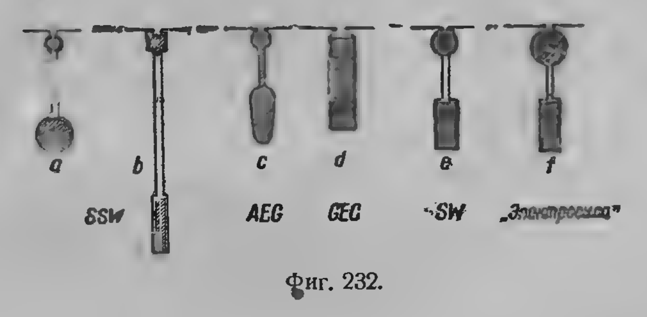
$$x_2 = \frac{r_2''^2}{(r_2' + r_2'')^2} x_2'$$

определяем реактанц рассеяния нижней клетки x_2'.

115. Конструктивные разновидности роторов двигателей Бушеро

Тип двигателя Бушеро в выполнении различных фирм отличается, главным образом, конструкцией ротора (фиг. 232). Фирма SSW применяет для обеих клеток круглые или прямоугольные пазы. Так как пусковая обмотка должна иметь повышенное активное сопротивление, то стержни верхней клетки делаются малого сечения. Недостатком при этом может явиться сильный нагрев от пусковых токов верхней клетки, который может оказаться небезопасным для близлежащих частей обмотки статора. Фирма AEG выполняет обе клетки из алюминия путем литья, причем расплавленный металл заливается непосредственно во впадины ротора и заполняет при этом и щель между пазами верхней и нижней клеток. Выполнение такого ротора обходится дешевле и в эксплоатации он имеет то преимущество, что тепло, выделяемое в верхних

стержнях пусковым током, отводится через соединительный мостик более холодным стержнем нижней клетки. Американская фирма GEC применяет для ротора нормальный прямоугольный паз и отделяет один стержень от другого железной прокладкой. Соотношение между активными сопротивлениями клеток легко регулируется изменением соотношения между сечениями и длинами стержней. Реактанц рассеяния нижней клетки подбирается изменением ширины промежутка между железной прокладкой и стенкой паза. Завод „Электросила" выполняет верхнюю клетку из материала высокого удельного сопротивления (алюминиевая бронза, латунь), нижнюю клетку — из прямоугольных медных стержней.



Фиг. 232.

116. Пуск в ход двигателей Бушеро и с глубокой впадиной

Как было указано в гл. 24, основным методом пуска в ход короткозамкнутых двигателей является непосредственное приключение к сети, причем мощность приключаемого двигателя определяется согласно правилам, изложенным в том же параграфе. Если двигатель Бушеро или с глубокой впадиной не может быть пущен в ход непосредственным включением в сеть, то для него применимы те же способы ограничения тока, как у нормальных короткозамкнутых двигателей: переключатель ⅄/△, понизительный трансформатор, дроссельный пускатель. При этих методах пуска в ход двигатели Бушеро и двигатели с глубокой впадиной лишаются своего преимущества, а именно большего начального момента при сравнительно уменьшенном токе.

18 Зак. 3711. — Б. П. Апаров.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ СЕДЬМАЯ

СРАВНЕНИЕ ОСНОВНЫХ СВОЙСТВ ДВИГАТЕЛЕЙ С КОНТАКТНЫМИ КОЛЬЦАМИ И ДВИГАТЕЛЕЙ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

117. Сравнение двигателя с кольцами и короткозамкнутого двигателя с обычной беличьей клеткой

После рассмотрения основных свойств короткозамкнутых асинхронных двигателей остановимся на сравнении рабочих свойств короткозамкнутых двигателей и двигателей с кольцами.

Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором обладает в отношении рабочих свойств рядом ценных преимуществ по сравнению с двигателем с кольцами.

У асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором меньшее рассеяние ввиду меньшей длины лобовых соединений, которые в этом случае заменяются кольцом. В то же время двойное рассеяние двигателя с короткозамкнутым ротором слабее ввиду более близкой к синусоиде форме кривой поля ротора. В табл. 12 приведены значения коэфициента двойного рассеяния τ для короткозамкнутых двигателей и двигателей с кольцами.

Таблица 12

Число пазов на полюс статор/ротор	Двигатель с кольцами	Двигатель с короткозамкнутым якорем: Число пазов статора меньше числа пазов ротора	Двигатель с короткозамкнутым якорем: Число пазов статора больше числа пазов ротора
6/9	0,0416	0,031	0,035
9/12	0,0227	0,016	0,0167
6/15	0,034	0,0193	0,028
9/15	0,020	0,0135	0,0153
12/15	0,0152	0,0096	0,010
12/18	0,0138	0,008	0,0093
15/18	0,0115	0,006	0,0063

Некоторым преимуществом двигателя с короткозамкнутым ротором является также то, что он имеет один провод на полюс и фазу, в то время как для двигателя с кольцами при нескольких пазах на полюс и фазу э. д. с. проводников фазы складываются геометрически, что

ведет к уменьшению полного напряжения фазы. Уменьшение составляет 4—4,5%. Последнее ведет к увеличению веса меди обмотки в двигателе с кольцами.

Лучший коэфициент использования пазов короткозамкнутого ротора и меньшее рассеяние пазов позволяют увеличить величину рабочего потока двигателя без того, что увеличился ток холостого хода.

Обмотка короткозамкнутого двигателя благодаря всем отмеченным его свойствам обладает также меньшими потерями в меди, в то же время она значительно (в два раза) легче, чем у аналогичного двигателя с кольцами.

В табл. 13 приведены сравнительные значения $\cos\varphi$ и также к. п. д. двигателей различной мощности.

Таблица 13

Мощность в kW	К. п. д. 1 500 об/мин, с кольцами	К. п. д. 1 500 об/мин, короткозамкнутый	cos φ 1 500 об/мин, с кольцами	cos φ 1 500 об/мин, короткозамкнутый	К. п. д. 1 000 об/мин, с кольцами	К. п. д. 1 000 об/мин, короткозамкнутый	cos φ 1 000 об/мин, с кольцами	cos φ 1 000 об/мин, короткозамкнутый
1	—	0,805	—	0,81	—	0,79	—	0,75
4,5	0,845	0,86	0,84	0,86	0,83	0,85	0,79	0,81
10	0,87	0,87	0,86	0,87	0,86	0,86	0,83	0,83
20,5	0,885	0,885	0,88	0,88	0,88	0,88	0,85	0,84
40	0,9	0,9	0,89	0,9	0,895	0,895	0,87	0,85
55	0,91	0,91	0,9	0,9	0,905	0,905	0,88	0,87
75	0,915	0,915	0,9	0,9	0,91	0,91	0,88	0,88
100	0,92	0,92	0,9	0,9	0,915	0,92	0,88	0,88

К преимуществам короткозамкнутых двигателей относится также их большая надежность в работе благодаря простоте конструкции ротора, а также их меньшая стоимость. Кроме простоты конструкции ротора и меньшего веса его обмотки в короткозамкнутом двигателе отсутствуют кольца, щетки, щеткодержатели и приспособления для подъема щеток, выводное устройство фаз ротора, пусковой реостат и соединения между реостатом и ротором. Если принять стоимость двигателя с кольцами до 100%, то мы получим следующие сравнительные данные:

Двигатель с кольцами и реостатом 100%
Короткозамкнутый двигатель при прямом включении 75%
Двигатель с короткозамкнутым ротором и пускателем ⅄/△ . 82%
Двигатель с короткозамкнутым ротором и пусковым трансформатором 105%

118. Сравнение рабочих свойств двигателя с глубоким пазом и нормального короткозамкнутого

Обычно при расчете двигателя с глубоким пазом задаются кратностью пускового тока $\frac{I_{пуск}}{I}$ и пускового момента $\frac{M_{пуск}}{M}$. Расчет производится

во всех случаях таким образом, чтобы к. п. д. двигателя с глубоким пазом был таким же, как у двигателя с нормальным короткозамкнутым ротором. Коэфициент мощности такого двигателя на основании вышеизложенных параграфов будет ниже. Если обозначить коэфициент мощности нормального асинхронного двигателя через $\cos\varphi_{норм}$, то коэфициент мощности двигателя с глубоким пазом можно оценить примерно соотношением

$$\cos\varphi = \frac{6\cos\varphi_{норм}-1}{5},$$

с обычным допуском

$$\frac{1-\cos\varphi_{норм}}{6}.$$

Если выполнить двигатель с глубоким пазом с тем же скольжением, что и у нормального, то двигатель с глубоким пазом будет иметь больший начальный момент при меньшем пусковом токе, одинаковый к. п. д. и меньший $\cos\varphi$.

Если двигатель с глубоким пазом выполнить при условии одинаковых пусковых моментов и пусковых токов с нормальным, то он будет иметь меньшее скольжение и лучший $\cos\varphi$.

В основном те же рассуждения применимы и к двигателю с ротором Бушеро.

119. Сравнение двигателей с ротором Бушеро и двигателей с глубокими пазами

Изучив теорию обоих типов, мы убеждаемся, что двигатель с глубоким пазом принципиально эквивалентен двигателю Бушеро. Число ступеней свободы, которыми мы оперируем, практически одно и то же. Действительно, в двигателе с глубоким пазом, так же как в двигателе Бушеро, нужные пусковые и рабочие характеристики достигаются путем подбора необходимого соотношения между реактивным и активным сопротивлениями ротора. В двигателе Бушеро это осуществляется подбором сопротивлений верхней и нижней клеток, а также подбором высоты и толщины щели (шлица) между ними, в двигателе с глубоким пазом — путем подбора соотношений между высотой и толщиной стержня, выбором заполнения впадины и глубины погружения стержня. Следует все же указать, что ротор Бушеро позволяет выполнить двигатель с требуемыми пусковыми и рабочими характеристиками в некоторых случаях, когда это неудается при варианте с глубокими пазами, зато с производственной стороны двигатель с глубоким пазом обладает целым рядом преимуществ по сравнению с двигателем Бушеро. Ротор с глубоким пазом требует меньше цветных металлов и не требует вовсе сравнительно дорогостоящих металлов высокого удельного сопротивления, применяемых в двигателях Бушеро.

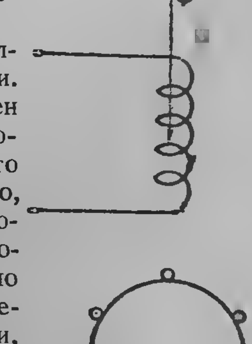
ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ВОСЬМАЯ

ОДНОФАЗНЫЙ АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

120. Основная теория. Пуск в ход

Однофазный асинхронный двигатель не имеет большого распространения при наличии трехфазных сетей. В двигателях малой мощности он имеет однофазную обмотку, в двигателях средней и большой мощности используются обычно две фазы трехфазного двигателя, которые последовательно соединенные приключаются к однофазной сети.

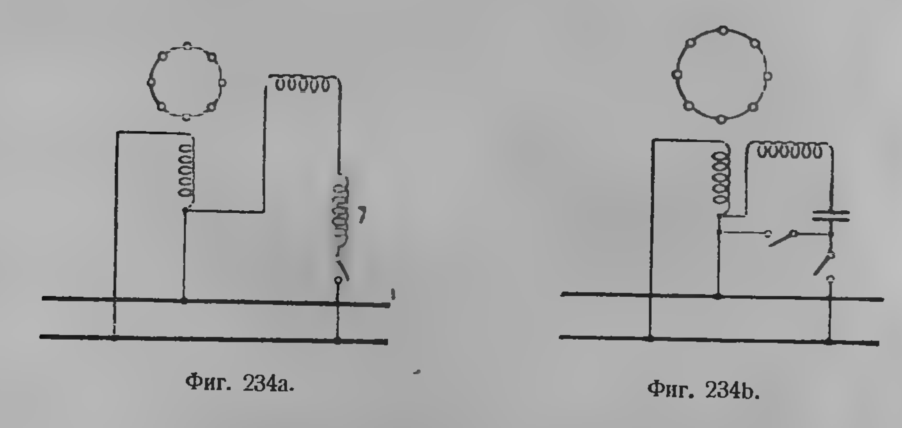
Ротор однофазного асинхронного двигателя выполняется как короткозамкнутым, так и с кольцами. В последнем случае к нему может быть приключен пусковой реостат. Основной особенностью однофазного асинхронного двигателя является то, что он не имеет начального момента. Действительно, рассмотрим схему однофазного статора с короткозамкнутым, т. е. m-фазным ротором (фиг. 233). Однофазная обмотка статора создает пульсирующее по времени, но неподвижное в пространстве поле. Пересекая проводники ротора, оно наведет в них токи, как во вторичной обмотке трансформатора. Магнитное поле от этих токов будет прямо противоположно полю статора. Крутящее усилие на роторе будет отсутствовать, и двигатель не пойдет в ход. Что начальный момент однофазного неподвижного двигателя равен нулю, вытекает также из рассмотрения суммы взаимодействий токов ротора с магнитным полем. Нетрудно видеть, что на каждом полюсном делении половина проводов в любое мгновение обтекается током одного направления и половина — током другого направления. Крутящее усилие ротора в этом случае равно нулю. Поэтому пустить обычным путем однофазный двигатель не представляется возможным. Для целей пуска в ход однофазных асинхронных двигателей применяются различные средства, из которых наиболее распространенным является пуск в ход с дополнительной обмоткой на статоре, которой в случае трехфазного статора является в большинстве случаев третья фаза обмотки, оставшаяся в этом случае свободной. С помощью вспомогательной фазы создается вращающееся поле, и двигатель приходит в движение. Основным условием



Фиг. 233.

для образования вращающегося поля является подведение к вспомогательной фазе тока, который по времени сдвинут на такой угол, на какой сама фаза сдвинута в пространстве по отношению к рабочей обмотке. Вспомогательная фаза сдвинута на угол 90° в пространстве, следовательно, на тот же угол, т. е. на 90°, должен быть сдвинут ток в ней. Последнее можно осуществить, приключая, например, вспомогательную обмотку к однофазной сети через реактивное сопротивление L или через емкость, благодаря чему ток в рабочей обмотке сдвигается на 90° (фиг. 234). По окончании разбега вспомогательная фаза может быть отключена от сети, однако двигатель будет продолжать вращаться и без ее помощи [1]. Выяснение этого вопроса и является задачей теории однофазного асинхронного двигателя.

При этом рабочий процесс однофазного асинхронного двигателя может быть получен с помощью двух методов рассмотрения: 1) методом вращающихся полей, 2) методом продольного и поперечного поля. Рассмотрим теорию однофазного двигателя методом вращающихся полей.



Фиг. 234a. Фиг. 234b.

Как известно, всякое пульсирующее поле является возможным мыслить как результат сложения двух полей, вращающихся в противоположные стороны с половинными амплитудами. Последнее можно показать аналитическим путем. Уравнение пульсирующего поля имеет вид:

$$f_x = F_m \sin \omega t \cos \frac{x}{\tau} \pi,$$

на основании теоремы

$$\sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \sin (\alpha + \beta) + \frac{1}{2} \sin (\alpha - \beta),$$

$$f_x = \frac{F_m}{2} \sin \left(\omega t - \frac{x}{\tau}\right) \pi + \frac{F_m}{2} \sin \left(\omega t + \frac{x}{\tau} \pi\right).$$

[1] В последнее время появился интерес к однофазным двигателям, у которых пусковая обмотка остается замкнутой на конденсатор и во время работы. Такой однофазный двигатель обладает благоприятными рабочими свойствами, лучшим коэфициентом мощности ($\cos \varphi$) и большим максимальным моментом.

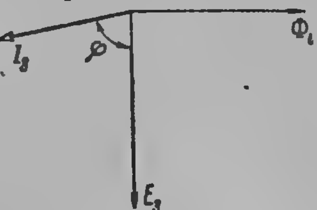
Выражение вида

$$\frac{F_m}{2} \sin \left(\omega t \pm \frac{x}{\tau} \pi\right)$$

представляет формулу вращающегося поля; знак $\pm$ обозначает направление вращения поля. Таким образом статор однофазного асинхронного двигателя является возможным заменить двумя последовательно соединенными трехфазными статорами с прямой и обратной последовательностью фаз. Постоянные обоих статоров должны равняться постоянным обмотки статора однофазного двигателя. С точки зрения разложения пульсирующего поля статора на два вращающихся в противоположные стороны с половинными амплитудами вращение приведенного в движение каким-либо способом однофазного двигателя объясняется следующим образом:

Прямое поле, вращающееся в сторону вращения ротора, наводит в проводах многофазного ротора токи частоты скольжения:

$$f_2 = s \cdot f_1.$$



Фиг. 235.

Эти токи создают вращающееся магнитное поле, перемещающееся в пространстве со скоростью, равной скорости прямого поля, и неподвижное относительно его. Они образуют результирующее поле. От взаимодействия обоих полей образуется крутящий момент, постоянный по величине, поддерживающий движение ротора. Инверсное поле, вращаясь в сторону, обратную движению ротора, наводит в роторе токи частоты

$$f_3 = (2 - s) f_1.$$

Действительно, относительная скорость проводов ротора в инверсном поле равна

$$n_1 + n_3 = n_1 + n_1 (1 - s) = 2n_1 - n_1 s = n_1 (2 - s).$$

Отсюда частота токов от инверсного поля равна

$$f_3 = \frac{pn_1}{60} (2 - s) = f_1 (2 - s).$$

По сравнению с токами ротора частоты скольжения токи, наведенные инверсным полем, имеют большую частоту и при синхронной скорости $f_3 = 2f_1$. Благодаря повышенной частоте токи ротора I_3, наведенные инверсным полем, встречают большое реактивное сопротивление и сдвинуты на большой угол по фазе относительно э. д. с. E_3 (фиг. 235).

Благодаря большому сдвигу фаз момент, образуемый инверсным полем с токами I_3, значительно меньше, чем момент от прямого поля

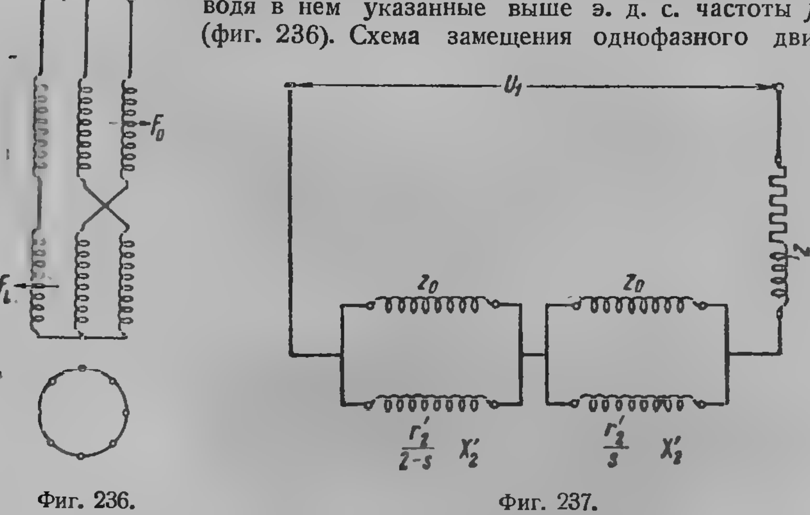
$$M_0 > M_i,$$

и хотя эти моменты действуют в противоположные стороны, однофазный двигатель будет поддерживать свое вращение, правда, при наличии торможения инверсного поля. Следует указать также, что инверсное поле при вращении ротора сильно уменьшается за счет размагничи-

вающего действия токов I_3 ротора. Нетрудно сообразить, что по отношению инверсного поля работу ротора следует рассматривать как работу против поля, что аналогично режиму короткого замыкания с сильным размагничением поля F_1. Из последних рассуждений вытекает также, что при работе однофазного двигателя мы имеем уже два вращающихся в противоположные стороны поля, но уже с неравными амплитудами. Как известно, результирующее в этом случае поле мы можем мыслить в виде эллиптического вращающегося поля. В пределе, если бы инверсное поле равнялось нулю, мы имели бы чистое круговое поле.

121. Схема замещения однофазного асинхронного двигателя

Для конструкции схемы замещения однофазного двигателя будем мыслить обмотку статора однофазного двигателя в магнитном отношении эквивалентной последовательному соединению обмоток двух трехфазных статоров с различным следованием фаз. Каждый из статоров магнитно связан с ротором двигателя, наводя в нем указанные выше э. д. с. частоты f_2 и f_3 (фиг. 236). Схема замещения однофазного двигателя



Фиг. 236. Фиг. 237.

при этом рассмотрении имеет вид, представленный на фиг. 237.

Здесь r_1 и x_1 — реактивные сопротивления обмотки однофазного статора;

Z_0 — сопротивление намагничивающему току для прямого и инверсного поля.

Можно показать путем преобразования, что схема замещения (фиг. 237) приводит к диаграмме тока в виде окружности, т. е. однофазный асинхронный двигатель имеет круговую диаграмму, так же как и трехфазный. Построение круговой диаграммы однофазного асинхронного двигателя является возможным произвести на основании данных холостого хода и короткого замыкания.

Приближенно при малых скольжениях, примерно до $s = 0{,}2$, можно положить

$$2 - s \approx 2.$$

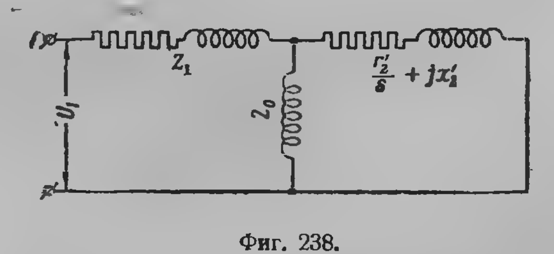
Заменяя параллельные сопротивления Z_0 и $\frac{r_2'}{2} + jx_2'$ одним сопротивлением

$$Z_{II} = \frac{1}{\frac{1}{Z_0} + \frac{1}{\frac{r_2'}{2} + jx_2'}} \approx \frac{1}{c_2}\left(\frac{r_2'}{2} + jx_2'\right),$$

обозначив

$$Z_1 + \frac{1}{c_2}\left(\frac{r_2'}{2} + jx_2'\right)$$

через Z_I, мы приводим схему фиг. 237 к схеме замещения трехфазного двигателя, представленной на фиг. 238. Схема фиг. 238 исследуется на основании теории гл. 14.



Фиг. 238.

Из аналитического рассмотрения схемы фиг. 238 получаем выражение для максимального момента в синхронных ваттах однофазного двигателя

$$P_{max} = \frac{U_1^2}{2a\left[r_1 + \frac{r_2'}{2c_2} + \sqrt{\left(r_1 + \frac{r_2'}{2c_2}\right)^2 + (x_1 + 2x_2')^2}\right]},$$

где $ax_2' + \frac{x_2'}{c_2} \approx 2x_2'$, так как a и c_2 близки к единице. Мы видим, что максимальный крутящий момент однофазного двигателя зависит от активного сопротивления ротора, из-за влияния инверсного поля. Увеличение активного сопротивления ротора уменьшает сдвиг фаз токов инверсного поля и увеличивает тормозящий момент от инверсного поля.

Величина максимальной мощности равна

$$P_{2\,max}' \approx \frac{U_1^2}{2a\left[\left(r_1 + \frac{3}{2}r_2'\right) + \sqrt{\left(r_1 + \frac{3}{2}r_2'\right)^2 + (x_1 + 2x_2')^2}\right]},$$

и максимальный коэфициент мощности однофазного двигателя

$$(\cos\varphi)_{max} = \frac{1 - \frac{1}{Z_0}(x_1 + 2x_2')}{1 + \frac{1}{Z_0}(X_1 + 2x_2')}.$$

122. Построение круговой диаграммы однофазного асинхронного двигателя

Для построения круговой диаграммы однофазного двигателя необходимо знать векторы тока холостого хода и короткого замыкания, которые определяются из опыта или расчета.

Реактивная составляющая тока холостого хода примерно вдвое больше, чем реактивная составляющая тока при разомкнутом роторе:

$$I_{01} \approx 2I_{01}'.$$

Согласно основной теории (§ 121) более точно следует написать

$$I_{01} = I_{01}'\left(1 + \frac{1}{2c_2 - 1}\right).$$

В потери холостого хода входят потери в железе, потери в обмотках и потери на трение.

В однофазном двигателе при холостом ходе к потерям в обмотке статора прибавляются еще потери в обмотке ротора, а также потери в роторе от инверсного поля

Так как

$$I'_{20} \approx \frac{I_{01}}{2},$$

то потери в меди ротора при холостом ходе

$$2I_{20}^2 r_2' = 2\left(\frac{I_{01}}{2}\right)^2 \cdot r_2'.$$

Так как

$$r_2' \approx r_1,$$

то

$$P_{м20} = \frac{1}{2} I_{01}^2 r_1$$

и полные потери в меди при холостом ходе

$$\frac{3}{2} I_{01}^2 r_1.$$

Практическая круговая диаграмма строится на основании тех же построений, как и для трехфазного асинхронного двигателя.

Круговая диаграмма однофазного двигателя не имеет линии моментов, так как она должна проходить через точки P_0, P_k, P_∞, в каковых момент равен нулю.

Если величины, получаемые из круговой диаграммы для трехфазного двигателя, могли более или менее отступать от действительных, то опытные данные и полученные из круговой диаграммы для однофазного двигателя могут различаться еще больше.

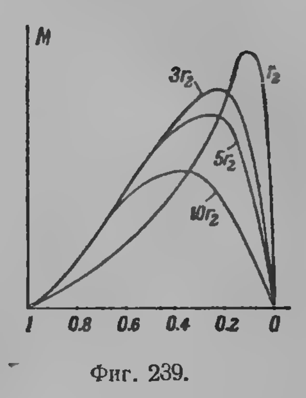
123. Регулирование чисел оборотов однофазного асинхронного двигателя

Регулирование чисел оборотов однофазного двигателя с помощью активных сопротивлений в цепи ротора более затруднительно, чем для трехфазных двигателей.

Объясняется это тем обстоятельством, что включение в цепь ротора сопротивлений уменьшает устойчивость двигателя, так как величина

максимального момента однофазного двигателя зависит от активного сопротивления ротора, чего нет в трехфазных двигателях.

На фиг. 239 представлены кривые моментов однофазного двигателя при различных сопротивлениях ротора. Из рассмотрения этих кривых видны те затруднения, которые возникают при регулировании скорости однофазного двигателя с помощью реостата.



Фиг. 239.

Уменьшение устойчивости при включении в ротор активного сопротивления объясняется увеличением момента от инверсного поля, так как при этом сдвиг фаз тока ротора от инверсного поля уменьшается. В то же время при различных оборотах и заданной величине момента на валу величина тока статора не остается постоянной, а увеличивается вместе с уменьшением чисел оборотов, так как поперечное поле становится меньше. В последнее время для регулирования скорости однофазных асинхронных двигателей применяют в цепи ротора каскадные схемы, аналогичные схемам, для трехфазных двигателей.

124. Работа трехфазного асинхронного двигателя при несимметричных напряжениях на зажимах

В практике сети, к которым приключаются асинхронные двигатели, имеют симметричную систему напряжений согласно нормам. Однако в отдельных случаях напряжения на зажимах асинхронного двигателя могут стать несимметричными (приключение большой однофазной нагрузки, например, электровозные двигатели, питающиеся от преобразователя фаз, и т. д.).

Является интересным выяснить поэтому рабочий режим асинхронного двигателя при несимметричном напряжении сети.

Пусть нормальный асинхронный двигатель работает при несимметричном напряжении, составляющие которого $\overrightarrow{U_1}$ и $\overleftarrow{U_1}$, где $\overrightarrow{U_1}$ является составляющей напряжения прямой последовательности; $\overleftarrow{U_1}$ — составляющей обратной последовательности, тогда

$$\overrightarrow{I_1} = \frac{\overrightarrow{U_1}}{\overrightarrow{Z}}$$

и

$$\overleftarrow{I_1} = \frac{\overleftarrow{U_1}}{\overleftarrow{Z}},$$

где $\overrightarrow{I_1}$ — ток статора прямой последовательности;

$\overleftarrow{I_1}$ — ток статора обратной последовательности;

$\overrightarrow{Z}$ — сопротивление двигателя прямой последовательности;

$\overleftarrow{Z}$ — сопротивление двигателя обратной последовательности.

Сопротивление прямой последовательности есть сопротивление двигателя, когда к нему приложено напряжение прямой последовательности

$$\overrightarrow{Z} = Z_1 + \frac{(r_2' + jx_2')\,Z_0}{\left(\frac{r_2'}{s} + jx_2'\right) + Z_0}.$$

Сопротивление обратной последовательности при нормальной работе есть сопротивление двигателя токам обратной последовательности:

$$\overleftarrow{Z} = Z_1 + \frac{\left(\frac{r_2'}{2-s} + jx_2'\right) Z_0}{\left(\frac{r_2'}{2-s} + jx_2'\right) + Z_0}.$$

Таким образом сопротивление двигателя токам обратной последовательности является также сопротивлением при работе машины против поля.

Так как ток машины в режиме против поля даже больше тока короткого замыкания, то отсюда можно заключить, что уже незначительные несимметрии напряжения на зажимах могут вызвать большие токи обратной последовательности и большие дополнительные нагревы обмоток двигателя.

Так же как и в однофазном двигателе, токи обратной последовательности создают инверсное поле. Инверсное поле наводит в роторе токи с частотой $f_3 = (2 - s) f_1$; их взаимодействие с инверсным полем создает тормозящий момент при пуске и при нормальной работе. Поэтому несимметрии напряжения в установках следует всемерно избегать.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ДЕВЯТАЯ

НЕСТАЦИОНАРНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В АСИНХРОННЫХ МАШИНАХ

125. Приключение к сети неподвижного двигателя

Для асинхронных машин, особенно большой мощности, является необходимым принимать во внимание возникающие при включении электромагнитные процессы.

Положим, что обмотка ротора замкнута накоротко, а обмотка статора двигателя приключается к постоянному напряжению сети.

Как показывает опыт, в первый момент после включения обороты двигателя возрастают по времени незначительно, благодаря чему в первом приближении явление включения асинхронного двигателя можно уподобить приключению к сети эквивалентного неподвижного трансформатора. В этом случае уравнениями в обмотках статора и ротора асинхронного двигателя при включении будут дифференциальные уравнения трансформатора

$$\left.\begin{aligned} i_1 r_1 + L_{полн\,1}\frac{di_1}{dt} + M\frac{di_2}{dt} &= E, \\ i_2 r_2 + L_{полн\,2}\frac{di_2}{dt} + M\frac{di_1}{dt} &= 0. \end{aligned}\right| \qquad (29,1)$$

Здесь i_1 и i_2 — мгновенные значения токов в обмотках. При составлении уравнений пренебрегаем потерями в железе и явлением насыщения.

Для определения свободного тока i_{10} переходного режима совместное решение уравнений (29,1) дает следующее дифференциальное уравнение:

$$\left(1 - \frac{M^2}{L_{полн\,1} L_{полн\,2}}\right)\frac{d^2 i_{10}}{dt^2} + \left(\frac{r_1}{L_{полн\,1}} + \frac{r_2}{L_{полн\,2}}\right)\frac{di_{10}}{dt} + \frac{r_1}{L_{полн\,1}}\frac{r_2}{L_{полн\,2}} i_{10} = 0. \qquad (29,2)$$

Если положить, что

$$\left(1 - \frac{M^2}{L_{полн\,1} L_{полн\,2}}\right) = \tau,$$

$$\frac{r_1}{L_{полн\,1}\tau} = a_1,$$

$$\frac{r_2}{L_{полн\,2}\,\tau} = a_2,$$

то уравнение может быть написано в виде

$$\frac{d^2 i_{10}}{dt^2} + (a_1 + a_2)\frac{d i_{10}}{dt} + a_1 a_2 \tau i_{10} = 0.$$

Здесь τ — полный коэфициент рассеяния, согласно определению гл. 5; a_1 и a_2 будут величинами, обратными постоянным времени первичной и вторичной обмоток (статора и ротора).

Вышенаписанное уравнение имеет следующее решение:

$$i_{10} = A_1 \cdot e^{-\alpha_1 t} + A_2 \cdot e^{-\alpha_2 t},$$

причем показатели степени α_1 и α_2 определяются из характеристического уравнения

$$\alpha^2 - (a_1 + a_2)\alpha + a_1 a_2 \tau = 0;$$

из решения характеристического уравнения

$$\alpha_{12} = \frac{a_1 + a_2}{2} \mp \sqrt{\frac{(a_1 + a_2)^2}{4} - a_1 a_2 \tau}.$$

Аналогичные уравнения можно получить для тока i_{20}:

$$i_{20} = A_3 e^{-\alpha_1 t} + A_4 e^{-\alpha_2 t}.$$

Если положить приближенно, как это обычно имеет место для больших двигателей,

$$\frac{L_{полн\,1}}{r_1} \approx \frac{L_{полн\,2}}{r_2}$$

и принять, что

$$L_{полн\,1} \approx L_{полн\,2} = L_{полн} \text{ и } r_1 \approx r_2 = r,$$

то уравнение 29,2 разрешится более простым путем:

$$\alpha_1 = \frac{r}{L_{полн} + M} \text{ и } \alpha_2 = \frac{r}{L_{полн} - M};$$

$$A_3 = A_1 \text{ и } A_4 = -A_2,$$

и мы получаем для определения переходных токов в обмотках статора и ротора

$$i_{10} = A_1 e^{-\frac{r}{L_{полн} + M}t} + A_2 e^{-\frac{r}{L_{полн} - M}t};$$

$$i_{20} = A_1 e^{-\frac{r}{L_{полн} + M}t} - A_2 e^{-\frac{r}{L_{полн} - M}t}.$$

Определение постоянных

В момент включения, когда $t = 0$,

$$i_{10} = -i_{1k},$$

$$i_{20} = -i_{2k}.$$

Здесь i_{1k} и i_{2k} — токи установившегося короткого замыкания в обеих обмотках в момент включения; отсюда постоянные интегрирования

$$A_1 = -\frac{1}{2}(i_{1k} + i_{2k}),$$

$$A_2 = -\frac{1}{2}(i_{1k} - i_{2k}).$$

С большим приближением можно принять

$$i_{1k} = -i_{2k} = i_k,$$

$$i_{1k} + i_{2k} = i_0.$$

Здесь i_k — мгновенное значение установившегося тока короткого замыкания;

i_0 — значение намагничивающего тока двигателя в момент включения.

Отсюда

$$A_1 = -\frac{i_0}{2};$$

$$A_2 = -i_k.$$

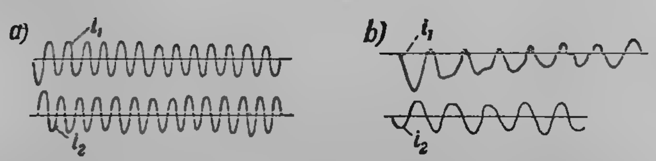
Окончательно для свободных токов в обмотках статора и ротора в момент включения мы получаем следующие уравнения:

$$i_{10} = -\frac{i_0}{2} e^{-\frac{r}{L_{полн} + M}t} - i_k e^{-\frac{r}{L_{полн} - M}t};$$

$$i_{20} = -\frac{i_0}{2} e^{-\frac{r}{L_{полн} + M}t} + i_k e^{-\frac{r}{L_{полн} - M}t}.$$

Таким образом свободный ток в обмотках при включении асинхронного двигателя состоит из двух членов. Первый член $\frac{i_0}{2} e^{-\frac{r}{L_{полн} + M}t}$ имеет большую постоянную времени $\frac{L_{полн} + M}{r}$, почему составляющая намагничивающего тока падает до своего нулевого значения медленно; второй член $i_k e^{-\frac{r}{L_{полн} - M}t}$ имеет постоянную времени $\frac{L_{полн} - M}{r}$, которая невелика, почему эта составляющая затухает весьма быстро. Составляющая свободного тока в момент включения $t = 0$ дополняет до нуля значение переменного тока, вследствие чего свободная составляющая будет иметь место во все моменты включения, когда ток короткого замыкания не проходит через нуль. В наиболее неблагоприятном случае величина свободного тока может равняться амплитуде тока короткого замыкания. Таким образом толчки тока в обмотках асинхронного двигателя в момент включения могут доходить до двойной величины установившегося тока короткого замыкания, если считать, что величина тока намагничения при коротком замыкании незначительна. В действительности,

вследствие насыщения железа двигателя, главным образом, статора, потоками от свободных и установившихся токов толчок тока в сети при включении двигателя может достигнуть и бо́льших значений. Сказанное подтверждают осциллограммы токов включения асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором один раз под пониженным на 30% напряжением, второй раз при нормальном напряжении сети (фиг. 240). На осциллограмме *a* токи в статоре и роторе были примерно в 1,3 раза больше, чем ток короткого замыкания установившегося режима; в то же время на осциллограмме *b* ток включения в статоре примерно в четыре раза больше.



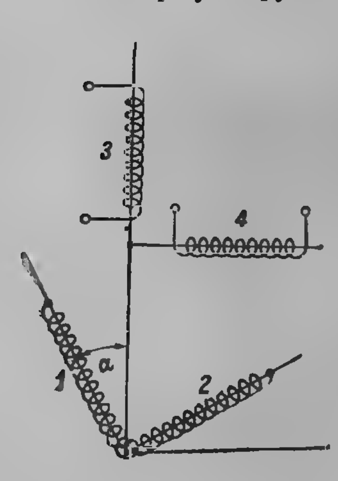
Фиг. 240. Включение короткозамкнутого двигателя.
a — при пониженном; *b* — при нормальном напряжении сети.

126. Диференциальные уравнения двухфазной асинхронной машины с несимметричным ротором

Рассмотрим общие уравнения э. д. с. в обмотках асинхронного двигателя при переходных процессах. Пусть статор имеет симметричную обмотку, а ротор несимметричную. Для простоты рассуждений будем рассматривать двухфазный статор и ротор (фиг. 241).

Разложим результирующее поле по осям обмоток ротора *1* и *2*:

$$F_1 = c_1 i_1 + c_2 i_3 \cos\alpha + c i_4 \sin\alpha;$$
$$F_2 = c_1 i_2 - c_2 i_3 \sin\alpha + c i_4 \cos\alpha.$$



Фиг. 241.

Здесь F_1 и F_2 — потоки, сцепленные с каждой фазой ротора; i_1, i_2, i_3, i_4 — мгновенные значения токов в обмотках.

С другой стороны,

$$F_1 = F_3 \cos\alpha + F_4 \sin\alpha,$$
$$F_2 = F_4 \cos\alpha - F_3 \sin\alpha,$$
$$F_3 = F_1 \cos\alpha + F_2 \sin\alpha,$$
$$F_4 = F_2 \cos\alpha - F_1 \sin\alpha.$$

Уравнение э. д. с. статора:

$$\left.\begin{aligned} w\frac{2}{\pi}\tau l\frac{dF_3}{dt} + L'\tau'\frac{di_3}{dt} + i_3 r = e_3,\\ w\frac{2}{\pi}\tau l\frac{dF_4}{dt} + L'\tau'\frac{di_4}{dt} + i_4 r = e_4.\end{aligned}\right\} \quad (29,3)$$

Уравнения предполагают симметричный статор двигателя.

Здесь $L_{полн} = L'(1 + \tau')$ — полный коэфициент самоиндукции обмоток статора.

Уравнения э. д. с. для фаз ротора будут иметь вид:

$$2w\frac{\tau l}{\pi}\frac{dF_1}{dt} + L_{полн\ 1}\tau_1\frac{di_1}{dt} + i_1 r_1 = e_1;$$

$$w\frac{2}{\pi}\tau l\frac{dF_2}{dt} + L_{полн\ 2}\tau_2\frac{di_2}{dt} + i_2 r_2 = e_2$$

или

$$\left.\begin{aligned} \frac{1}{1+\tau_1}\frac{dF_1}{dt} + c_1\left(\frac{\tau_1}{1+\tau_1}\frac{di_1}{dt} + \frac{r_1}{L_{полн\ 1}}i_1\right) = \frac{c_1}{L_{полн\ 1}}e_1;\\ \frac{1}{1+\tau_2}\frac{dF_2}{dt} + c_2\left(\frac{\tau_2}{1+\tau_2}\frac{di_2}{dt} + \frac{r_2}{L_{полн\ 2}}i_.\right) = \frac{c_2}{L_{полн\ 2}}e_2.\end{aligned}\right\} \quad (29,4)$$

От совместного решения уравнений (29,3) и (29,4) для определения тока какой-нибудь фазы при переходных процессах получаем диференциальное уравнение четвертого порядка:

$$\frac{d^4x}{dt^4} + a\frac{d^3x}{dt^3} + b\frac{d^2x}{dt^2} + c\frac{dx}{dt} + dx = F(i).$$

Общий интеграл уравнения имеет следующий вид:

$$x = A_1 e^{\alpha_1 t} + A_2 e^{\alpha_2 t} + A_3 e^{\alpha_3 t} + A_4 e^{\alpha_4 t}.$$

Значения коэфициентов α_1, α_2, α_3, α_4 определяются из решения характеристического уравнения

$$\alpha^4 + a\alpha^3 + b\alpha^2 + c\alpha + d = 0 \quad (29,5)$$

после решения уравнения, считая, что статор и ротор имеют одинаковые постоянные времени, что имеет место с большим приближением у каждого асинхронного двигателя

$$\alpha_{12} = -a \mp jq,$$
$$\alpha_{34} = -a \mp jp.$$

В этом случае решение основных уравнений дает

$$a = \frac{r}{L_{полн}\tau};$$

$$p = \frac{\omega}{2} + \sqrt{\left(\frac{\omega}{2}\right)^2 - \left(\frac{r}{L_{полн}\tau}\right)^2(1-\tau)};$$

$$q = \frac{\omega}{2} - \sqrt{\left(\frac{\omega^2}{2}\right)^2 - \left(\frac{r}{L_{полн}\tau}\right)^2(1-\tau)}.$$

Таким образом в асинхронном двигателе с несимметричным ротором в момент переходного процесса возникают свободные токи с синусоидальными колебаниями. Угловая скорость колебаний определяется мнимой частью корня. Действительный член, наоборот, содержит возрастание во времени (*a* — отрицательно) или убывание (*a* — положительно).

Амплитуда колебаний, величина которой A и фаза φ, получается из начальных условий.

На основании сказанного свободные токи в цепи асинхронной машины с несимметричным ротором можно будет записать в виде:

$$\left.\begin{aligned} i_{10} &= A_1 e^{-at}\sin(pt-\psi_1) + A_2 e^{-at}\sin(qt-\psi_2);\\ i_{20} &= A_1 e^{-at}\sin(pt-\psi_1) + A_2 e^{-at}\sin(qt-\psi_2);\\ i_{30} &= A_3 e^{-at}\sin(qt-\psi_3) + A_4 e^{-at}\sin(pt-\psi_4);\\ i_{40} &= A_3 e^{-at}\sin(qt-\psi_3) - A_4 e^{-at}\cos(pt-\psi_4). \end{aligned}\right\} \quad (29,6)$$

Здесь A_1, A_2, A_3, A_4 и ψ_1, ψ_2, ψ_3, ψ_4 определяются из начальных условий, а постоянные затухания a и угловые скорости p и q определяем из решения уравнений (29,5).

Определим теперь постоянные интегрирования. Для дальнейших исследований положим, что свободные токи, задача которых сводится в переводе первоначального состояния машины в новое, удовлетворяют следующим начальным условиям для $t=0$:

$$i_{10}=0, \quad i_{30}=-I_1,$$
$$i_{20}=0, \quad i_{40}=-I_2.$$

Мы видим, что если угловая скорость двухполюсного ротора превзойдет критическое значение

$$\omega_k = 2\frac{r}{L_{полн}\tau}\sqrt{1-\tau},$$

то мы имеем другие законы для постоянных затухания и свободных токов:

$$p=q=\frac{\omega}{2},$$

$$a=\frac{r}{L_{полн}\tau} \pm \frac{1}{L_{полн}}\sqrt{\omega_k^2-\omega^2} \quad \omega<\omega_k.$$

Таким образом законы спадания свободных токов в асинхронных машинах зависят также от числа оборотов машины. Для двигателей средней и большой мощности, у которых $\frac{r}{L_{полн}} < 5$ и $\tau > 0{,}035$ обычно получается $\omega > \omega_k$. Вообще же угловые скорости p и q стремятся при возрастании активного сопротивления или при убывании рассеяния от ω или 0 к значению $\frac{\omega}{2}$; у больших машин p не сильно отличается от ω, а потому q мало. Затухание свободных токов одинаково для обеих частот и зависит лишь от активного сопротивления и индуктивности рассеяния машины.

I_1, I_2 — установившиеся токи в обмотках статора в момент включения. Подставив эти значения в уравнения (29,6), можем определить постоянные интегрирования.

Если пренебречь при определении постоянных активным сопротивлением обмотки по сравнению с реактанцем рассеяния, то выражения для постоянных интегрирования упрощаются и принимают вид

$$\left.\begin{aligned} A_1 &= -A_2 = \frac{L_{полн}}{M}\frac{1-\tau}{\tau}\sqrt{I_1^2+I_2^2},\\ A_3 &= -\frac{1}{\tau}\sqrt{I_1^2+I_2^2},\\ A_4 &= \frac{1-\tau}{\tau}\sqrt{I_1^2+I_2^2},\\ \operatorname{tg}\psi_1 &= \operatorname{tg}\psi_2 = \operatorname{tg}\psi_3 = \operatorname{tg}\psi_4 = \frac{I_1}{I_2}. \end{aligned}\right\} \quad (29,7)$$

127. Включение статора асинхронной машины при замкнутом и синхронно вращающемся роторе

Этот случай включения имеет место, когда асинхронные двигатели или генераторы с короткозамкнутым ротором приводятся к скорости, близкой к синхронной, посторонним двигателем или с помощью пускового трансформатора, а затем приключаются к сети.

Обозначим величину намагничивающего тока установившегося состояния через I_0 и рассмотрим момент включения, когда намагничивающий ток в четвертой фазе проходит через амплитудное значение, а в третьей фазе через нуль. Тогда начальные условия будут для $t=0$:

$$i_{10}=i_{20}=i_{30}=0,$$
$$i_{40}=-I_0.$$

Подставляя эти значения в уравнения (29,7), получаем постоянные интегрирования.

$$A_1=-A_2=\frac{L_{полн}}{M}\frac{1-\tau}{\tau}I_0=\frac{M}{L_{полн}}\frac{1}{\tau}I_0;$$

$$A_3=-\frac{1}{\tau}I_0, \qquad A_4=\frac{1-\tau}{\tau}I_0;$$

$$\psi_1=\psi_2=\psi_3=\psi_4=0.$$

Подставив эти значения в уравнения свободных токов асинхронной машины, мы получим уравнения токов в статоре и роторе для данного случая при нестационарном режиме, если к свободным токам прибавить еще токи установившегося режима в обмотке статора:

$$i_1=\frac{I_0}{\tau}\frac{M}{L_{полн}}(e^{-at}\sin pt - e^{-at}\sin qt);$$

$$i_2=\frac{I_0}{\tau}\frac{M}{L_{полн}}(e^{-at}\cos pt - e^{-at}\cos qt);$$

$$i_3=\frac{I_0}{\tau}[e^{-at}\sin qt-(1-\tau)e^{at}\sin pt]-I_0\sin\omega t;$$

$$i_4=\frac{I_0}{\tau}[-e^{-at}\cos qt+(1-\tau)e^{-at}\cos pt]+I_0\cos\omega t.$$

Мы видим, что при включении статора асинхронной машины на сеть при синхронно вращающемся роторе свободные токи имеют разную ча-

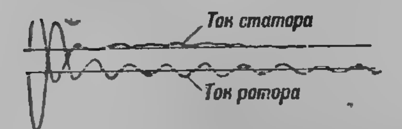
стоту и затухают. Токи при включении достигают весьма больших значений. Пренебрегая затуханием в роторе,

$$i_{2max} = I_0 \frac{M}{L_{полн}} \frac{2}{\tau},$$

$$i_{1max} = I_0 \frac{2}{\tau},$$

т. е. достигает удвоенного тока короткого замыкания установившегося режима.

В подтверждение сказанного на фиг. 242 представлен процесс включения асинхронного двигателя в 15 kW. Фиг. 242 изображает протекание тока статора и ток ротора. Благодаря большому затуханию низкая частота слабо выражена. На фиг. 243 представлены осциллограммы включения того же двигателя, когда последовательно к цепи статора включено активное сопротивление, в 10 раз большее его же собственного сопротивления. Благодаря большому сопротивлению статора затухающая составляющая тока низкой частоты выражена в токе ротора весьма отчетливо.



Фиг. 242. Включение статора при замкнутом и синхронно вращающемся роторе.

Фиг. 243.

Следует указать, что соответствующим выбором добавочных сопротивлений на статоре удается уменьшить толчок тока включения до практически допускаемой величины.

На фиг. 244 представлен случай включения двигателя с дополнительным сопротивлением в цепи ротора, в 10 раз большим, чем собственное сопротивление ротора. В этом случае ток низкой частоты в роторе затухает быстро, а в статоре медленно.

128. Выключение асинхронной машины

Рассмотрим выключение асинхронных машин при замкнутом роторе. В этом случае запасенная в магнитном поле энергия при выключении превращается в тепловую энергию тока. В момент отключения статора в роторе появляются токи, стремящиеся в начале поддержать поле; так как подача энергии прекратилась, то ток, а вместе с ним поле, затухает по показательной функции. На фиг. 245 показана асциллограмма отключения от сети асинхронного двигателя. Часть кривой ab представляет до отключения ток установившегося режима в роторе. Ток ротора и напряжение статора убывают по показательной функции.

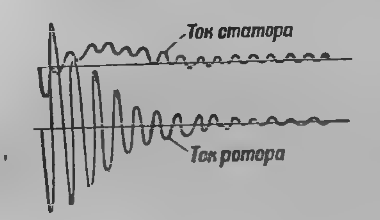
Если статор отключается при разомкнутом роторе, то часть энергии переходит в тепло дуги на контактах выключателя, частью обмотка заряжается в качестве конденсатора до высокого напряжения. Тогда на обмотке ротора могут возникнуть перенапряжения, сильно зависящие

от процесса выключения, но в общем бо́льшие, чем в трансформаторе, благодаря большему количеству энергии, запасенной в воздушном зазоре двигателя. Согласно существующим исследованиям величина перенапряжений обмотки ротора может доходить до четырехкратного значения от нормального напряжения, что следует учитывать при выполнении двигателя, в противном случае обмотка может быть повреждена (пробита).

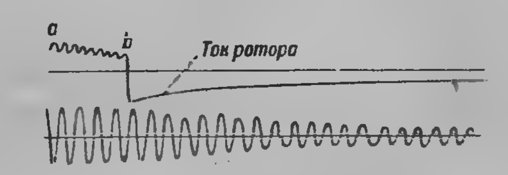
129. Внезапное короткое замыкание асинхронной машины

Пусть к сети приключен асинхронный двигатель или генератор и машина вращается вхолостую. Пусть в момент времени $t = 0$ все фазы двигателя одновременно замыкаются на короткое.

С момента $t = 0$ происходит размагничивание машины при больших толчках тока и заканчивается по истечении некоторого времени.



Фиг. 244.



Фиг. 245. Выключение двигателя при короткозамкнутом роторе.

Начальные условия для определения постоянных интегрирования

$$i_1 = 0, \quad i_2 = 0, \quad i_3 = 0, \quad i_4 = I_0.$$

Уравнения для токов в статоре и роторе напишутся в виде

$$i_1 = \frac{I_0}{\tau} \frac{M}{L_{полн}} (-e^{-at} \sin pt + e^{-at} \sin qt);$$

$$i_2 = \frac{I_0}{\tau} \frac{M}{L_{полн}} (-e^{-at} \cos pt - e^{-at} \cos qt);$$

$$i_3 = \frac{I_0}{\tau} [-e^{-at} \sin qt + (1 - \tau) e^{-at} \sin pt];$$

$$i_4 = \frac{I_0}{\tau} [e^{-at} \cos qt - (1 - \tau) e^{-at} \cos pt].$$

Максимально возможные толчки тока в роторе и статоре

$$i_{2max} = I_0 \frac{M}{L_{полн}} \frac{2}{\tau},$$

$$I_{4max} = I_0 \left(\frac{2}{\tau} - 1\right).$$

Протекание процесса аналогично предыдущему случаю включения машины, но протекает в обратном порядке.

130. Включение статора асинхронной машины при разомкнутом роторе

Пусть процесс включения начинается при $t=0$; в этот момент напряжения на фазах имеют следующий вид:

$$e_3 = E \sin \alpha,$$

$$e_4 = E \cos \alpha.$$

Возникновение поля определится уравнениями

$$e_3 = w \frac{d\Phi_3}{dt} = E \sin(\omega t + \alpha);$$

$$e_4 = w \frac{d\Phi_4}{dt} = -E \cos(\omega t + \alpha).$$

Здесь Φ_3 и Φ_4 — магнитные потоки, сцепленные с фазами статора.

Отсюда получаем

$$\Phi_3 = -\frac{E}{w \cdot \omega} \cos(\omega t + \alpha) - A_1;$$

$$\Phi_4 = -\frac{E}{w \cdot \omega} \sin(\omega t + \alpha) - A_2;$$

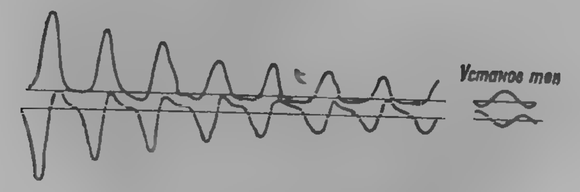
постоянные A_1 и A_2 находятся из условия, что при $t=0$, $\Phi=0$.

Получаем

$$\Phi_3 = -\frac{E}{w \cdot \omega} [\cos(\omega t + \alpha) - \cos \alpha];$$

$$\Phi_4 = -\frac{E}{w \cdot \omega} [\sin(\omega t - \alpha) - \sin \alpha].$$

Члены $-\frac{E}{w \cdot \omega}[\cos(\omega t + \alpha) + \sin(\omega t + \alpha)]$ создают вращающееся поле установившегося режима, члены $\frac{E}{w \cdot \omega}(\cos \alpha + \sin \alpha)$ представляют непо-



Фиг. 246. Включение двигателя на 500 kW при разомкнутом роторе.

движное поле переходного режима. Величина этого поля не зависит от момента включения, его форма соответствует форме поля установившегося режима; знак поля противоположен знаку поля установившегося режима. Свободные поля создают дополнительные намагничивающие токи, которые затухают по закону

$$-\frac{}{L_{полн}} t.$$

Остаточный магнетизм и насыщение двигателей оказывают на ток включения большое влияние; с количественной стороны это влияние

несколько меньшее, чем в трансформаторах, благодаря междужелезному пространству. Все же для асинхронных двигателей, особенно с малым воздушным зазором и с большим насыщением железа или большим путем силовых линий в железе (быстроходные машины), толчки тока при включении двигателя в разомкнутом роторе в несколько раз превосходят токи полной нагрузки и могут создать большие механические усилия на лобовые части обмотки. На фиг. 246 представлена осциллограмма включения двигателя 500 kW, 1 500 об/мин. Ток включения этого двигателя при разомкнутом роторе превосходит в три раза ток нормальной нагрузки и в 19 раз ток холостого хода.

131. Вопросы перенапряжений асинхронных двигателей, приключенных к надземной линии

В асинхронных машинах, приключаемых к линиям передач, особенно когда они включаются непосредственно, могут возникнуть опасные перенапряжения от падающих импульсных волн. Перенапряжение от входящей волны распределяется по сложному закону по обмоткам электрических машин. Так как волна распространяется с конечной скоростью, то между первыми витками обмоток может возникнуть большая разность потенциалов и они будут пробиты. В то же время после проникновения волны в обмотку она, пройдя до нулевой точки, отразится от нее, и в обмотке в результате сложения падающей и отраженной волн возникнет стоячая волна, распределение потенциала которой зависит от величины емкости и индуктивности обмоток. Максимум волны может оказаться где-нибудь в середине обмотки, как показывают исследования распределения таких волн, проведенные с помощью катодных осциллографов.

Поэтому после проникновения падающей волны обмотка двигателя может быть повреждена и в других катушках, хотя первые витки и выдержали перенапряжение входящей волны. Перенапряжение на первых витках зависит от крутизны фронта падающей волны и может быть сглажено или приключением последовательно с двигателем катушки самоиндукции или емкости параллельно клеммам. Однако это не может защитить обмотку от резонансных колебательных процессов после проникновения волны в нее. Последнее достигается или экранированием, так же как в трансформаторах отдельных катушек обмотки двигателя параллельным приключением емкостей, или же включением в нулевую точку сопротивлений, которые затрудняют отражение волны. Объясняется это тем обстоятельством, что распространение волны вдоль обмотки, лежащей в пазах и имеющей лобовые части, протекает, как показали исследования, аналогично конечной передаточной линии. Включение в нулевую точку сопротивления, равного полному волновому сопротивлению обмотки, не позволяет, как известно, возникнуть процессу отражения волны.

Рекомендуемые меры защиты асинхронной машины от перенапряжений при работе ее на открытые линии

Как известно, в прошлом не применялось особых средств для защиты двигателей, приключенных непосредственно к надземной линии. Тем не

менее, обычно признается, что с тех пор как изоляция, применяемая в двигателях, из-за конструктивных причин не оказывает достаточного сопротивления импульсным напряжениям, то предохранить такого рода машину от повреждений из-за перенапряжений колебательного характера является более затруднительным, чем предохранить трансформатор. В машинах пространство для изоляции в пазах весьма ограничено. Оказывается непрактичным усиливать конечные витки; также ограничено применение масла как изоляционной среды. Поэтому обычно рекомендуется, чтобы двигатели или генераторы приключались к надземным линиям через трансформатор. Тем не менее, во многих случаях по экономическим причинам является желательным устранение трансформатора, и тогда в машине, приключенной к надземной линии, проблема защиты приобретает большое значение. Обычная защита реле против перенапряжения, примененная к трансформатору, в некоторых случаях не осуществляла предохранения машины. Из-за неодинакового распределения потенциалов волны в обмотках, если эта волна входила в них с крутым фронтом, чаще случалось пробивание изоляции между витками или катушками, чем пробой обмоток на землю. Реле против перенапряжения ограничивает величину потенциала волны относительно земли, тем самым предотвращая аварии изоляции относительно земли, но это реле оказывает очень небольшое влияние на изменение крутизны фронта волны. Градиенты, которые возникнут в изоляции между витками, определяются величиной гребня приложенной волны и периодом времени, требуемым для достижения этой величины гребня, и зависят от распределенных емкости и индуктивности обмоток.

Следовательно, оказывается, что хотя величина входящего колебания будет ограничена реле перенапряжения и доведена им до величины, достаточно незначительной для того, чтобы не допустить повреждения в изоляции относительно земли, фронт волны колебания все же может быть достаточно крут и, следовательно, может произвести такое распределение потенциала в обмотке машины, что изоляция между некоторыми витками будет перенапряжена и повреждена. Однако, так как величина этих градиентов между витками также находится в зависимости от величины того потенциала волны, какой допускается для входа в машину, уменьшение этого входящего потенциала волны будет уменьшать градиенты на обмотках. Поэтому рекомендуется при применении реле против перенапряжения к машинам, присоединенным непосредственно к линии, применять реле возможно низких норм, так как потенциалы волн нужно ограничивать возможно больше. Защищая трансформаторы с помощью реле против перенапряжения, обычно на практике применяют реле достаточно высоких норм.

Для трансформаторов подобная защита является удовлетворительной, но в случае электрических машин часто оказывается недостаточной. Поэтому во многих случаях рекомендуется при применении реле перенапряжения к машинам подбирать эти реле таким образом, чтобы противостоять не возможным, а только вероятным максимальным напряжениям; конечно, лучше подвергнуть риску внезапной порчи реле перенапряжения, нежели машину.

Вообще результаты, полученные с применением реле против перенапряжения, были в сущности такие же, как результаты, полученные

с конденсаторами, и дали распределение потенциала относительно земли приблизительно одинакового качества.

Испытания доказывают, что улучшение распределения потенциала в машинных обмотках может производиться несколькими способами, фактически друг другу равноценными.

I. ИЗМЕНЕНИЕ ФОРМЫ ПРИЛОЖЕННОЙ ВОЛНЫ

Если фронт волны приложенного колебания не особенно крут, то он может быть сглажен посредством приключения емкости между зажимами машины и землей. Эта емкость в комбинации с волновым сопротивлением линии при некотором токе требует определенного времени, чтобы зарядиться до полного напряжения приложенной волны, проходящей через волновое сопротивление линии. Предусматривается, следовательно, возникновение волны на некотором расстоянии от машины.

Время, необходимое для зарядки конденсатора, зависит от величины волнового сопротивления и емкости. Такая цепь тока подобна цепи из сопротивления и конденсатора, соединенных последовательно. При внезапно приложенном напряжении, если емкость, приключенная к зажимам машины, достаточно велика, то фронт волны может быть сглажен до любой желательной степени. Тем не менее, даже и весьма бо́льшая емкость не ограничивает величины входящего колебания, т. е. это значит, что обмотки все же могут быть перенапряжены; следовательно, необходимо включение приспособления, ограничивающего потенциал, например, разрядника или соответствующего искрового промежутка. Скорость повышения потенциала до начала разряда вышеуказанного разрядника определяется тогда величиной приложенной волны, емкостью, помещенной у зажимов машины, и волновым сопротивлением линии, если волна возникла на расстоянии. В случае наличия волны с крутым фронтом период времени, в течение которого напряжение достигает величины, ограниченной разрядником, т. е. фронт волны, предшествующий разряду вышеозначенного разрядника, может быть очень краток. Таким образом получается, что хотя напряжение, влияющее на машину, ограничено, период времени для достижения гребня волны может быть краток, и поэтому происходит неравномерное распределение потенциала. Для сохранения равномерного распределения потенциала и малой его величины является желательным, чтобы период времени, в течение которого напряжение, приложенное к машине, повышается до максимума при наличии разрядника, был достаточно продолжителен. Это выполняется, прибегая к использованию дроссельной катушки в соединении с емкостью и реле против перенапряжения.

II. ПРИМЕНЕНИЕ КАБЕЛЯ МЕЖДУ МАШИННОЙ И НАДЗЕМНОЙ ЛИНИЯМИ

Как известно, при переходе надземной линии в кабель колебания, движущиеся в надземной линии, при проникновении в кабель претерпевают значительное изменение в зависимости от соотношения волновых сопротивлений кабеля и надземной линии. Волна, входящая в кабель, сильно уменьшается (в обычных случаях примерно до 20% той величины, которую эта волна имела на линии), и ее фронт соответствую-

щим образом сглаживается. Если кабель имеет большую длину, то дальнейшее уменьшение еще более сглаживает фронт волны и уменьшает его гребень; следовательно, длинный кабель будет оказывать полезное влияние. Однако в коротких кабелях последовательные отражения колебания могут постепенно повысить потенциал ступенями до величины, превышающей потенциал первоначальной волны на линии.

Поэтому сомнительно, смогут ли кабели обычно употребляемой длины обеспечить достаточно надежную защиту машины в случае сильных блуждающих волн.

III. КОНДЕНСАТОРЫ, ПРИКЛЮЧЕННЫЕ К ОТВЕТВЛЕНИЯМ ОТ РАЗЛИЧНЫХ ТОЧЕК ОБМОТКИ

Как и следовало ожидать из теории, испытания показывали, что распределение потенциала в обмотках машины может быть сделано в достаточной мере равномерным и, следовательно, безопасным с помощью шунтирования части обмоток небольшими емкостями. Эти емкости могут монтироваться либо вне машины, либо в ней самой. Можно употреблять конденсаторы сравнительно небольшой электрической прочности, однако и эта прочность и изоляция подводов должны быть достаточны, чтобы выдерживать рабочее напряжение, существующее в той точке, где эти емкости приключены к ответвлениям от обмоток. При применении шунтирования емкостью к зажимам машины нужно включить разрядник, чтобы ограничить величину потенциалов волн, приложенных к обмоткам.

Существуют теоретические возможности проектирования статорных обмоток с экранированием, включенных таким образом, что напряжение будет распределяться равномерно.

Однако вопрос о них подлежит дальнейшим исследованиям.

IV. Разрядники в шунте с частями обмотки

Способом, сходным со способом III, распределение потенциала по обмотке может быть сделано равномерным, шунтируя части обмотки при помощи реле против перенапряжения, подбирая напряжения их соответственно рабочему напряжению, получающемуся на их зажимах.

Эти реле против перенапряжения будут, таким образом, предотвращать возникновение опасных перенапряжений по длине обмоток, которые они шунтируют. Реле против перенапряжения могут монтироваться либо вне машины, либо в ней, причем аналогично провода, ведущие к этим реле, должны быть изолированными соответственно величине рабочего напряжения, существующего в точке ответвления. Испытания показали, что сравнительно небольшое число реле против перенапряжения в шунте с некоторыми частями обмотки и концами ее будет в достаточной мере улучшать распределение потенциала, если же реле против перенапряжения помещены в шунте с частями обмотки по всей ее длине, то можно обойтись без реле, шунтирующего концы обмоток.

Во всех этих рассуждениях предполагалось, что нейтральный провод машины заземлен. Если нейтральный провод изолирован или же заземлен через сопротивление, то в общем вышеописанные данные распределения будут оставаться прежними. Там, где нейтральный провод изолирован или же заземлен через большое сопротивление, рекомендуется, чтобы реле против перенапряжения прилагалось бы к нейтральной точке относительно земли; иначе из-за отражений на нейтральном проводе могут возникнуть колебания с высоким потенциалом относительно земли.

Таким образом имеется несколько способов, посредством которых электрическая машина, приключенная непосредственно к надземным цепям тока, может быть защищена от блуждающих волн.

ГЛАВА ТРИДЦАТАЯ

ТЕОРИЯ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ПРОЦЕССОВ АСИНХРОННЫХ МАШИН. МЕТОД СИММЕТРИЧЕСКИХ СОСТАВЛЯЮЩИХ

Теория симметрических составляющих позволяет решить задачу двухполюсного включения асинхронной машины, а также ее короткого замыкания. Решение для трехфазной асинхронной машины является уже частным случаем. Будем рассматривать протекание процесса короткого замыкания по продольной и поперечной осям. Для асинхронного двигателя с равномерным воздушным зазором рассмотрение процесса по продольной и поперечной осям идентично с рассмотрением двухфазного статора и ротора. В случае рассмотрения нормальной асинхронной машины с вращающимся полем продольная и поперечная оси будут давать одинаковое решение.

132. Короткое замыкание асинхронной машины

Рассмотрим нормальную машину, пользуясь теорией симметрических составляющих; величина переменной составляющей тока короткого замыкания выражается в следующем виде:

$$\text{двухполюсного} \quad \dot{I}_2 = \frac{U_1 \sqrt{3}}{\vec{Z} + \overleftarrow{Z}}$$

$$\text{трехполюсного} \quad \dot{I}_3 = \frac{U_1}{\vec{Z}}.$$

Токи нулевой последовательности, как известно, в асинхронных машинах отсутствуют.

Здесь $\vec{Z}$ и $\overleftarrow{Z}$ — полные сопротивления машины в первый момент короткого замыкания прямой и обратной последовательности.

Для определения $\vec{Z}$ и $\overleftarrow{Z}$ допустим, что составляющие прямого тока не образуют вращающихся полей, что, как мы видели, будет иметь место, когда активное сопротивление обмоток равно нулю; для машин большой мощности с малым активным сопротивлением обмоток это предположение вполне допустимо.

Предположим, что ротор будет за время процесса короткого замыкания иметь постоянную скорость, равную синхронной (в действительности, как известно, несколько меньшую).

Тогда

$$\vec{Z} = Z_1 + \frac{Z_2' \cdot Z_0}{Z_0 + Z_2'} = Z_1 + \frac{Z_0(r_2' + jx_2')}{Z_0 + (r_2' + jx_2')} = Z_k.$$

Последнее вытекает из того, что в момент короткого замыкания по продольной оси, например, происходит изменение рабочего потока Ф, сцепленного с обмотками как статора, так и ротора; вследствие этого в обмотке ротора наведутся токи, стремящиеся поддержать поток прежней величины.

Таким образом в момент короткого замыкания ротор оказывается индуктивно связанным со статором, как в трансформаторе, и вследствие сделанного предположения о синхронной скорости ротора с полем в нем наведутся токи той же частоты, как и в статоре.

Полное сопротивление обратной последовательности равно

$$\overleftarrow{Z} = Z_1 + \frac{Z_0\left(\frac{r_2'}{2-s} + jx_2'\right)}{Z_0 + \frac{r_2'}{2-s} + jx_2'} \approx Z_k.$$

Из рассмотрения выражений для $\vec{Z}$ и $\overleftarrow{Z}$ мы видим, что они примерно одинаковы, особенно для машин большой мощности с малыми активными сопротивлениями обмоток ротора, и равны сопротивлению машины при коротком замыкании Z_k.

Нетрудно видеть, что $\vec{Z}$ является полным сопротивлением короткого замыкания асинхронной машины, а $\overleftarrow{Z}$ — полным сопротивлением при работе ее против поля со скоростью, равной синхронной.

Определив величину переменной составляющей тока в момент $t = 0$, является возможным определить величину составляющей прямого тока $I_{a\, t=0}$, считая для самого неблагоприятного момента включения $U_1 = 0$.

Как мы знаем, и составляющая прямого тока и составляющая переменного тока затухают по закону $e^{-\frac{t}{T}}$, где T называется постоянной времени.

133. Определение постоянных времени

Постоянная времени нестационарного процесса при разомкнутой обмотке ротора (§ 130)

$$T_0 = \frac{L_{полн}}{r} \approx \frac{x_{01}}{\omega_1 r_1} \approx \frac{x_0 + x_1}{\omega_1 r_1}.$$

Так как постоянные времени обмоток статора и ротора асинхронной машины, если в цепь ротора не включены какие-либо дополнительные сопротивления, примерно одинаковы, то с достаточной для практических целей точностью постоянная времени для трехфазного короткого замыкания

$$T_3 \approx T_0 \frac{\vec{x}}{x_{01}},$$

для двухполюсного короткого замыкания

$$T_2 \approx T_0 \frac{\vec{x}+\overleftarrow{x}}{x_{01}+\overleftarrow{x}}.$$

Здесь $\vec{x}$ и $\overleftarrow{x}$ — реактанцы прямой и обратной последовательности асинхронной машины.

С известным приближением $\vec{x}$ и $\overleftarrow{x}$ определяются из $\vec{Z}$ и $\overleftarrow{Z}$. Положим активные сопротивления статора и ротора равными нулю.

$$\vec{x} = x_1 + \frac{x_0 x_2'}{x_0 + x_2'} \approx \overleftarrow{x} = x_1 + \left(\frac{x_2'}{1+\tau_2}\right) \approx x_k.$$

Тогда

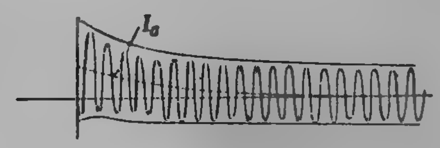
$$T_2 \approx \frac{2\vec{x}}{x_{01}+\vec{x}}.$$

Постоянная времени затухания составляющей прямого тока равна

$$T_a \approx \frac{\overleftarrow{x}}{\omega_1 r_1} \approx \frac{\vec{x}}{\omega_1 r_1}.$$

Так как магнитное поле асинхронной машины возбуждается сетью, то установившееся значение токов короткого замыкания на зажимах машины равно нулю:

$$I_{k3y} = 0, \quad I_{k2y} = 0.$$

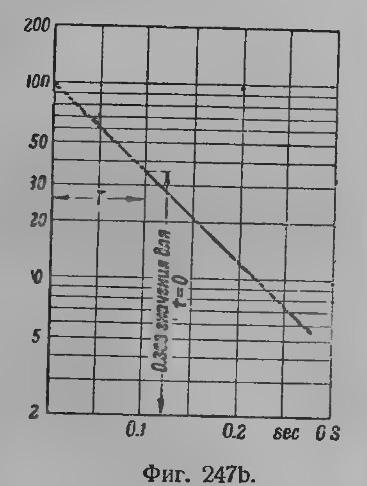


Фиг. 247а.

134. Методы определения токов первого мгновения короткого замыкания и постоянных времени по осциллограммам

Как мы выяснили, ток короткого замыкания асинхронной машины состоит из двух компонент: 1) составляющей переменного тока в переходном режиме; 2) составляющей прямого тока в переходном режиме I_a.

Если нами получена осциллограмма тока короткого замыкания асинхронной машины, то составляющие прямого и переменного токов является возможным определить делением ординат каждой полуволны пополам (фиг. 292а).



Фиг. 247b.

Продолжением огибающей переменного тока на ось y находим значение $I_{3t=0}$ и $I_{2t=0}$, а также $Ia_{t=0}$.

Особенно просто закон спадания составляющей переменного и прямого токов получается, если воспользоваться полулогарифмической сеткой координат, т. е. время t по оси x откладывать в логарифмической шкале. В этом случае спадание составляющих переменного и прямого токов представится прямой линией (фиг. 247b).

Постоянная времени затухания составляющих определится также простым построением, если отложить на прямой значение тока, равное

$$e^{-\frac{t}{T}} = e^{-\frac{T}{T}} = \frac{1}{e} = 0{,}368$$

(фиг. 247b). Значение времени для этой точки и будет равно постоянной времени.

135. Определение токов короткого замыкания асинхронной машины с несимметричным ротором

1. В этом случае ток короткого замыкания следует определять отдельно как для продольной оси, так и для поперечной оси, так как полные сопротивления ротора по продольной и поперечной осям Z_{1d}' и Z_{1q}' теперь неодинаковы.

$$Z'_{1d} = \frac{Z_{2d}' Z_{0d}}{Z_{2d}' + Z_{0d}} = \frac{(r_{2d}' + jx_{2d}') Z_{0d}}{[(r_{2d}' + jx_{2d}') + Z_{0d}]},$$

$$Z_{1q}' = \frac{Z_{2q}' Z_{0q}}{Z_{2q}' + Z_{0q}} = \frac{(r'_{2q} + jx_{2q}') Z_{0q}}{[(r_{2q}' + jx_{2q}') + Z_{0q}]}$$

и

$$Z_{1d} = Z_1 + Z_{1d}',$$

$$Z_{1q} = Z_1 + Z_{1q}'.$$

Величина переменной составляющей короткого замыкания в момент $t = 0$ найдется отдельно для продольной и поперечной оси для трехфазного короткого замыкания:

$$\dot{I}_{3d} = \frac{\dot{U}_1}{Z_{1d}},$$

$$\dot{I}_{3q} = \frac{\dot{U}_1}{Z_{1q}},$$

для двухполюсного короткого замыкания

$$\dot{I}_{2d} = \frac{\dot{U}_1 \sqrt{3}}{Z_{1d} + \overleftarrow{Z}},$$

$$\dot{I}_{2q} = \frac{\dot{U}_1 \sqrt{3}}{Z_{1q} + \overleftarrow{Z}}.$$

Здесь $\overleftarrow{Z}$ — полное сопротивление обратной последовательности машины.

$$\overleftarrow{Z} \approx Z_1 + \frac{Z_{1d}' + Z_{1q}'}{2}.$$

$\overleftarrow{Z}$ предпочтительнее определять опытным путем.

2. Определение постоянных времени затухания. Постоянная времени затухания трехфазного короткого замыкания продольной оси

$$T_{3d} = T_0 \frac{x_{1d}}{x_{01}}.$$

Постоянная времени трехфазного короткого замыкания поперечной оси

$$T_{3q} \approx T_0 \frac{x_{1q}}{x_{01}}.$$

Аналогично для двухполюсного короткого замыкания

$$T_{2d} \approx T \frac{x_{1d} + \overleftarrow{x}}{x_{01} + \overleftarrow{x}},$$

$$T_{2q} \approx T \frac{x_{1q} + \overleftarrow{x}}{x_{01} + x}.$$

Здесь x_{1d} и x_{1q} — полное реактивное сопротивление короткого замыкания переменной составляющей по продольной и поперечной осям,

$\overleftarrow{x}$ — реактанц обратной последовательности.

Эти реактанцы определяются с известным приближением из Z_{1d} и Z_{1q} и $\overleftarrow{Z}$

$$x_{1d} = x_1 + \frac{x_{2d}' x_{0d}}{x_{2d}' + x_{0d}},$$

$$x_{1q} = x_1 + \frac{x_{2q}' x_{0q}}{x_{2q}' + x_{0q}}$$

$$\overleftarrow{x} \approx \frac{x_{1d} + x_{1q}}{2},$$

также

$$\overleftarrow{x} = \sqrt{x_{1d} x_{1q}}.$$

При рассмотрении нестационарных процессов двигателей Бушеро и с глубокой впадиной следует значения $\overrightarrow{Z}_1$ и $\overleftarrow{Z}$ (равные, как мы видели, с известным приближением сопротивлению короткого замыкания двигателя Z_k) определять с помощью схем фиг. 221 и 226.

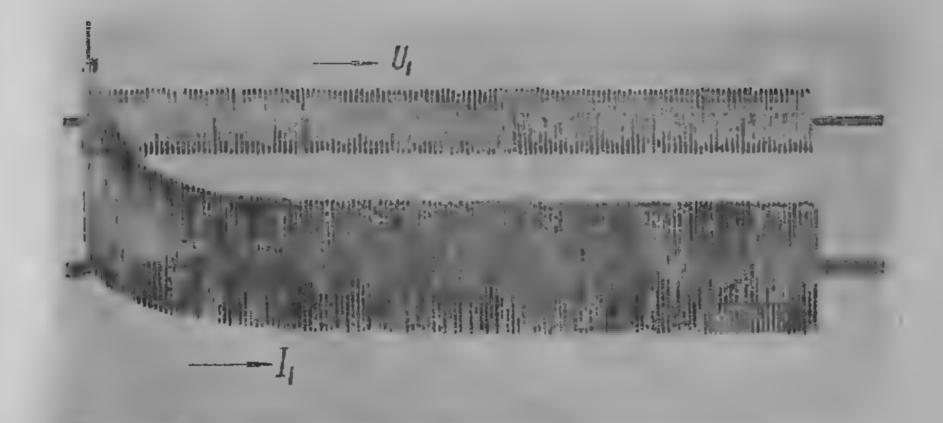
Результаты этой главы можно применять и для случая включения асинхронного двигателя на сеть с замкнутым ротором, как это вытекает из § 127. В этом случае только установившийся ток в обмотках статора будет равен току холостого хода

$$I_y = I_0,$$

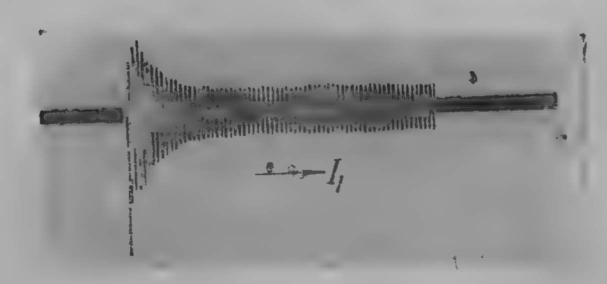
а ток в момент $t = 0$

$$I_{t=0} = 0.$$

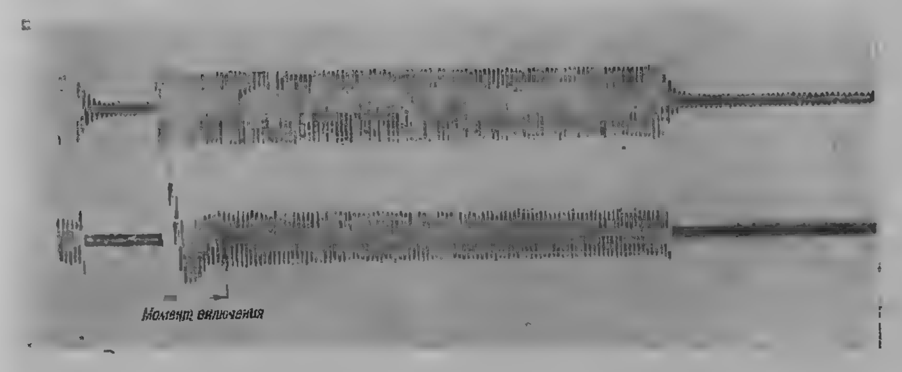
Если ротор вращается не синхронно, то в обмотках машины возни-



Фиг. 248a.



Фиг. 248b.



Фиг. 248c.

кают биения установившегося тока с переменной составляющей тока короткого замыкания, имеющего в этом случае частоту вращения ротора.

На фиг. 248 приведены осциллограммы включений асинхронного двигателя:

a) при короткозамкнутом роторе *a*;

b) при разомкнутом роторе *b*;

c) при вращающемся роторе *c*: на осциллограмме отчетливо видны биения тока.

При расчете реактанцев короткого замыкания для нестационарных процессов следует принимать во внимание влияние насыщения; так как опытным путем их определение затруднительно для действительного значения тока короткого замыкания, то для нахождения x_k следует пользоваться методом автора, изложенным в гл. 16.

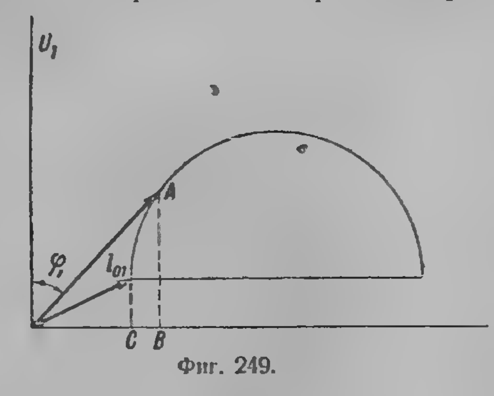
ГЛАВА ТРИДЦАТЬ ПЕРВАЯ

КОМПЕНСИРОВАННЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

136. Введение

Основным недостатком асинхронного двигателя является низкий коэфициент мощности $\cos\varphi$, который всегда меньше единицы в той или иной степени в зависимости от мощности и числа полюсов двигателя.

Коэфициент мощности меньше единицы у асинхронного двигателя потому, что асинхронный двигатель потребляет из сети намагничивающий ток для возбуждения. Сказанное поясняет фиг. 249. На фиг. 249 приведена круговая диаграмма двигателя и точкой *A* отмечено положение вектора первичного тока на ней при нормальной нагрузке. Мы видели, что при номинальной нагрузке двигатель потребляет из сети реактивный ток $\overline{OB} = \overline{OC} + \overline{CB}$. Реактивный ток *OC* двигатель потребляет для создания рабочего вращающегося поля. Реактивный ток, равный $\overline{CB}$, двигатель берет для возбуждения потоков рассеяния при нагрузке.



Фиг. 249.

Недогруженный асинхронный двигатель имеет еще большее относительное потребление реактивного тока по сравнению с активным, т. е. имеет еще более низкий $\cos\varphi$. Обычно асинхронный двигатель проектируется так, чтобы рабочая точка на круговой диаграмме лежала вблизи касательной к окружности из начала координат.

В этом случае $\cos\varphi$ двигателя будет наибольшим.

Величина намагничивающего тока и реактивной мощности, потребляющейся двигателем из сети, зависит от потребных ампервитков для возбуждения магнитного потока в магнитопроводе двигателя. Чем больше величина воздушного зазора двигателя, чем больше насыщение магнитной цепи, тем больше в основном величина намагничивающего тока или реактивной составляющей тока холостого хода. Основным злом практики является еще до настоящего времени неправильный выбор мощности двигателя, с з а п а с о м, что ведет к более или менее продолжительной недогрузке двигателей.

Как было указано в гл. 27, из асинхронных двигателей малой и средней мощности наибольшим коэфициентом мощности обладает нормальный короткозамкнутый двигатель.

Двухслойные обмотки с укороченным шагом обладают меньшим рассеянием, так как в пазах в зоне укорочения лежат проводники смежных фаз и объем тока этих пазов получается меньше. Лобовые части таких обмоток также имеют меньшую величину потоков рассеяния. Поэтому двигатели с двухслойными обмотками с укороченным шагом обладают сравнительно большим $\cos\varphi$, чем двигатели той же мощности с катушечными обмотками.

Двигатель с открытыми пазами имеет меньшее рассеяние и больший $\cos\varphi$.

Использование типа двигателя ведет к сильным объемам токов в пазах, а также к большим насыщениям железа, что также не может не отразиться на величине коэфициента мощности двигателя. Увеличение чисел полюсов двигателя ведет к увеличению диаметра статора двигателя. В этом случае из конструктивных и механических соображений воздушный зазор двигателя приходится делать большим, что сказывается на увеличении намагничивающего тока и ухудшении коэфициента мощности по сравнению с быстроходным типом. Выполнение тихоходной машины с большим числом полюсов на том же диаметре ведет к уменьшению полюсного деления, увеличению высоты пазов и объема тока в пазу. Последнее также определяет ухудшение коэфициента мощности типа.

Как было указано в гл. 19, высшие гармоники тока и напряжения ухудшают также величину коэфициента мощности двигателя при его работе.

137. Статические конденсаторы

Для улучшения коэфициента мощности установки с асинхронными короткозамкнутыми двигателями, т. е. двигателей малой и средней мощности, часто применяют в настоящее время статические конденсаторы, приключенные параллельно к зажимам асинхронного двигателя. Для компенсации отстающего[1] тока двигателя величину емкости следует подобрать так, чтобы зарядный ток конденсатора

$$I_c = U_1 \omega_1 C$$

был бы равен по величине реактивной составляющей $I_1 \sin\varphi_1$ тока двигателя и ей противоположен, т. е.

$$U_1 \omega_1 C = I_1 \sin\varphi_1.$$

Обозначив мощность двигателя в киловольтамперах через P, получим величину тока

$$I_1 = \frac{P \cdot 1\,000}{m\,U_1},$$

[1] Другие меры улучшения коэфициента мощности, как применение синхронных компенсаторов, синхронных и синхронизированных двигателей, будут нами рассмотрены во втором томе.

откуда емкость конденсаторов в фарадах на фазу

$$C = \frac{1\,000\,P \sin\varphi_1}{m\,\omega_1\,U_1^2},$$

или в микрофарадах

$$C = \frac{P \sin\varphi_1}{m\,\omega_1\,U_1^2} 10^9.$$

При непосредственном приключении статического конденсатора емкость его должна быть весьма значительной, так как емкость конденсатора обратно пропорциональна квадрату напряжения на зажимах, то лучше всего конденсаторы приключить через повысительный трансформатор, тогда емкость конденсатора уменьшится пропорционально квадрату коэфициента трансформации $\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2$.

138. Возбудители переменного тока и их устройство.

Для компенсации коэфициента мощности двигателей с кольцами преимущественно большой мощности в настоящее время применяются специальные возбудители переменного тока, посылающие в асинхронный двигатель реактивный ток для возбуждения вращающегося магнитного потока. При этом возбудители переменного тока устанавливаются в цепи ротора, т. е. возбуждение потока переносится со статора на ротор. В этом случае возбуждение потока двигателя происходит из не связанных с сетью источников, точно так же как в синхронных машинах, поэтому сеть освобождается от необходимости посылать в двигатель реактивный ток, двигатель работает с коэфициентом мощности, равным единице, а при перевозбуждении посылает сам в сеть реактивный ток, работая с опережающим $\cos\varphi$.

Перенесение возбуждения двигателя со статора на ротор во много раз уменьшает величину реактивной мощности, потребной для возбуждения потока асинхронного двигателя. Действительно, при возбуждении потока со статора необходимая реактивная мощность равна

$$P_{1\,реакт} = m_1 E_1 I_0,$$

при возбуждении со стороны ротора

$$P_{2\,реакт} = m_1 E_{2s}' I_0 = m_1 (s E_1 I_0),$$

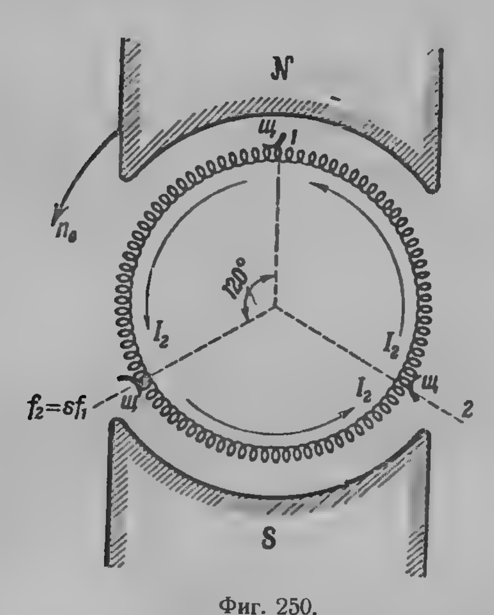
так как э. д. с. ротора

$$E_{2s}' = s E_1,$$

где s — скольжение двигателя.

$P_{2\,реакт} = s P_{1\,реакт}$ доставляется со стороны возбуждения электрическим путем. Остальная мощность $(1 - s)\,P_{1\,реакт}$ доставляется статору за счет вращающегося ротора. Так как величина нормального скольжения двигателя большой мощности составляет $1{,}5 \div 2\%$, то мы видим, что реактивная мощность при возбуждении асинхронного двигателя со стороны ротора составляет всего 2% от реактивной мощности, потребляемой двигателем при его возбуждении обычным путем из сети.

Таким образом мощность возбудителя будет составлять всего несколько процентов от мощности главного двигателя. Рассмотрим основные типы возбудителей, применяющихся для компенсации коэфициента мощности асинхронного двигателя. Возбудители эти являются коллекторными машинами переменного тока и могут быть, как и возбудители постоянного тока, с последовательным, шунтовым и компаундным возбуждением.



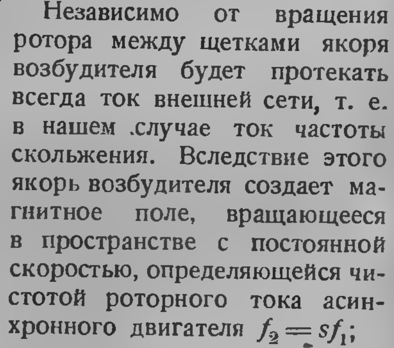
Фиг. 250.

Возбудитель переменного тока является коллекторной машиной. Ротор его представляет якорь машины постоянного тока с двухслойной обмоткой, выведенной на коллектор. Только система щеток другая. Щетки расположены таким образом, чтобы подвести к якорю возбудителя трехфазный ток частоты скольжения от главного двигателя. Для этой цели щетки *Щ* располагаются под углом 120° на каждой паре полюсов (фиг. 250) (при параллельной обмотке).

Независимо от вращения ротора между щетками якоря возбудителя будет протекать всегда ток внешней сети, т. е. в нашем случае ток частоты скольжения. Вследствие этого якорь возбудителя создает магнитное поле, вращающееся в пространстве с постоянной скоростью, определяющейся частотой роторного тока асинхронного двигателя $f_2 = sf_1$;

$$n_0 = \frac{60\,sf_1}{p_0},$$

где p_0 — число пар полюсов возбудителя.

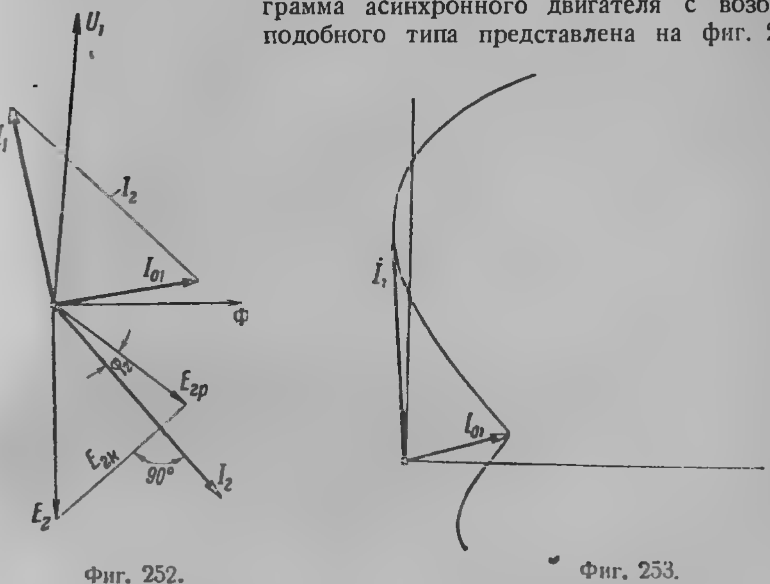


Фиг. 251.

Схема асинхронного двигателя с подобным возбудителем представлена на фиг. 251.

Возбудитель вращается посторонним двигателем со скоростью, превышающей число оборотов вращающегося поля n_0, создаваемого токами в якоре, т. е. со сверхсинхронной скоростью. Из теории

асинхронных генераторов известно, что в этом случае в обмотке якоря будет наводиться э. д. с. E_{2k}, опережающая поток на 90°. Так как вращающийся поток в случае возбудителя рассматриваемого типа создается током ротора асинхронного двигателя I'_2, то мы видим, что E'_{2k} будет опережать на 90° ток ротора I'_2. Векторная диаграмма асинхронного двигателя с возбудителем подобного типа представлена на фиг. 252. Мы



Фиг. 252. Фиг. 253.

видим, что с помощью введения в цепь ротора компенсирующего напряжения E_{2k} является возможным осуществить работу асинхронного двигателя $\cos\varphi = 1$ или даже с опережающим током.

На фиг. 253 представлена диаграмма тока асинхронного двигателя с возбудителем без обмотки на статоре. Мы видим, что основным недостатком возбудителя без обмотки на статоре является то обстоятельство, что компенсация при недогрузках является слабой и пропадает совсем при холостом ходе асинхронного двигателя. Для того чтобы уменьшить этот недостаток, некоторые фирмы применяют, например, сильное насыщение магнитной системы возбудителя, чтобы при значительных изменениях роторного тока, проходящего через якорь возбудителя, магнитный поток возбудителя изменялся бы незначительно. Последнее несколько задерживает ухудшение коэфициента мощности при недогрузках двигателя.

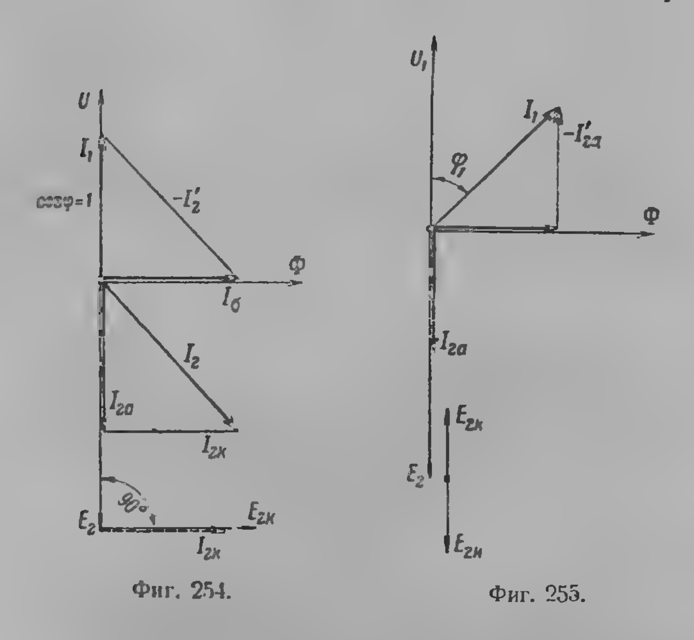
Возбудитель описанной конструкции применяется, главным образом, при спокойной работе асинхронного двигателя с номинальной нагрузкой.

139. Принцип регулирования коэфициента мощности и числа оборотов асинхронного двигателя путем введения в цепь ротора дополнительной э. д. с. от вспомогательного источника

В настоящее время к асинхронным двигателям строятся возбудители разнообразных конструкций. Задачей этих возбудителей, как мы видели, является введение в цепь ротора дополнительной э. д. с. E_k. Не рас-

сматривая подробно системы и конструкции всех возбудителей, так как это является задачей курса коллекторных машин, ограничимся в нашем курсе только рассмотрением основных принципов введения в цепь ротора асинхронного двигателя дополнительной э. д. с. E_k как для компенсации его $\cos\varphi$, так и регулирования числа оборотов.

Для более простого рассмотрения предположим, что цепь ротора двигателя не обладает реактивным сопротивлением $x_2 \approx 0$, чем мы не сделаем большой ошибки при рассмотрении работы двигателя в пределах нормального скольжения. Положим далее, что момент рассматриваемого двигателя постоянен: $M = \text{const}$. Момент двигателя пропорцио-



Фиг. 254. Фиг. 255.

нален произведению потока на активную составляющую тока ротора I_{2a}:

$$M = c\,\Phi\, I_{2a}.$$

Для двигателей большой мощности можно считать, что магнитный поток не меняется в пределах от холостого хода до нагрузки $\Phi = \text{const}$. Таким образом электромагнитный момент двигателя остается постоянным, если не изменяется активная составляющая токов в роторе.

Введение в цепь ротора дополнительной э. д. с. возбудителя E_{2k}, сдвинутой на 90° относительно э. д. с. потока двигателя E_2, не изменяет величины активной составляющей тока двигателя, так как в этом случае в цепь ротора двигателя возбудитель посылает реактивный ток, равный

$$I_{2k} = \frac{E_{2k}}{r_2}$$

(фиг. 254).

Таким образом при компенсации коэфициента мощности асинхронного двигателя э. д. с. возбудителей должны быть сдвинуты относительно э. д. с. E_2 ротора на угол 90° в сторону опережения. Указание в пре-

дыдущей фразе „должны быть сдвинуты“ следует понимать таким образом, что в большинстве типов возбудителей последнее достигается путем соответствующей регулировки.

Рассмотрим теперь случай, когда дополнительная э. д. с. E_{2k} совпадает по фазе с э. д. с. E_2 (фиг. 255). Нетрудно видеть, что теперь активная составляющая тока ротора будет изменяться, а следовательно, и уменьшаться электромагнитный момент двигателя, так как теперь

$$I_2 \approx I_{2a} = \frac{E_{2s} \pm E_{2k}}{r_2}.$$

Предположим, что результирующая э. д. с. ротора уменьшилась, тогда уменьшится активная составляющая тока ротора и уменьшится электромагнитный момент двигателя. Так как момент сопротивления на валу двигателя остался без изменения, то двигатель начнет останавливаться. Однако при этом возрастет скольжение двигателя, и э. д. с. ротора E_2.

$$E_{2s} = sE_2.$$

Ток ротора будет увеличиваться и электромагнитный момент возрастать. Понижение чисел оборотов будет продолжаться до тех пор, пока не восстановятся равновесия между тормозящим и электромагнитным моментами двигателя. В результате число оборотов асинхронного двигателя уменьшится.

Если, наоборот, э. д. с. E_{2l} будет увеличивать э. д. с. ротора E_2, то активная составляющая тока ротора возрастет

$$I_{2a} = \frac{E_{2s} + E_{2l}}{r_2}.$$

Возрастет электромагнитный момент, который станет больше, чем тормозящий момент двигателя, и двигатель начнет увеличивать число оборотов; э. д. с. ротора E_{2s}:

$$E_{2s} = sE_2$$

начнет уменьшаться до тех пор, пока активная составляющая тока ротора не уменьшится до такой величины, что электромагнитный момент и тормозящий момент опять не станут равными по величине. В результате двигатель повысит свое число оборотов. Таким образом введение в цепь ротора э. д. с. E_{2k} в фазе с E_2 будет изменять число оборотов двигателя, при этом активная мощность, равная $E_{2k} I_a$, будет в этом случае или потребляться дополнительным источником э. д. с. E_{2k} (например, возбудителем) или даваться им ротору главного двигателя (при повышении чисел оборотов).

Так как согласно гл. 11 мощность, переданная вращающимся магнитным полем ротору

$$P_1 = m_2 I_2^2 r_2 + P_2,$$

где $m_2 I_2^2 r_2$ — потери в меди ротора; P_2 — полезная мощность на валу двигателя, то в данном случае

$$P_1 = m_2 I_2^2 r_2 + P_2 + E_{2k} \cdot I_{2a};$$

так как $P_2 = P_1(1-s)$,

то

$$m_2 I_2^2 r_2 + E_2 I_{2a} = sP_1,$$

или, пренебрегая потерями меди ротора,

$$E_k I_{2a} \approx sP_1,$$

т. е. мощности скольжения.

Таким образом регулирование чисел оборотов асинхроного двигателя с помощью введения в цепь ротора дополнительной э. д. с. E_{2k} в фазе с E_2 требует наличия дополнительного источника электрической энергии в цепи ротора, примерно равной мощности скольжения, которая в свою очередь определяется пределами регулировки двигателя. Следует указать, что при введении дополнительной мощности в цепь ротора подобным путем мы сможем осуществить сверхсинхронную скорость двигателя, при этом мощность, равная $E_k I_{2a}$, подводится к ротору и превращается им в механическую.

Подобное регулирование скорости асинхронного двигателя является более экономичным, чем с помощью реостата, так как энергия скольжения не тратится бесполезно в реостате, а используется в дополнительных агрегатах или обратно может быть отдана в сеть.

Когда требуется вместе с компенсацией коэфициента мощности также регулирование числа оборотов двигателя, то фаза E_{2k} может быть отлична от 90° (фиг. 256). В этом случае будет происходить как изменение числа оборотов, так и компенсация cos φ двигателя.

Фиг. 256.

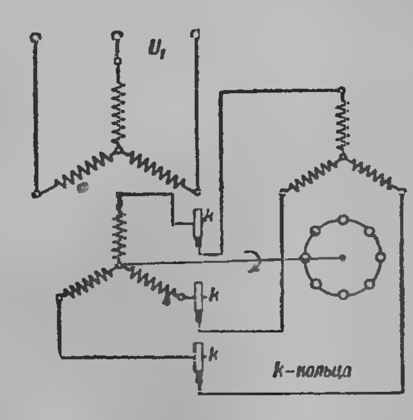
Разобранные в этом параграфе принципы введения в цепь ротора асинхронного двигателя дополнительной э. д. с. E_{2k} от соответствующих возбудителей лежат в основе проектирования всех каскадных схем для безреостатного регулирования оборотов и компенсации коэфициента мощности асинхронных двигателей средней и преимущественно большой мощности.

ГЛАВА ТРИДЦАТЬ ВТОРАЯ

КАСКАДНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ДВУХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

140. Схема и основные скорости каскада

При каскадном соединении двух асинхронных двигателей статор S первой машины приключен к сети, ротор с помощью колец приключен к статору второго двигателя, и ротор второго двигателя короткозамкнут или при пуске в его цепь включено пусковое сопротивление (фиг. 257). Возможно другое соединение, когда ротор первого двигателя соединен с ротором второго двигателя, а статор его короткозамкнут. В этом случае является необходимым иметь контактные кольца и на втором двигателе, т. е. всего шесть. Кроме того, две роторные фазы должны быть переключены, чтобы роторы вращались в ту же сторону. Это необходимо сделать потому, что при питании ротора при короткозамкнутом статоре в двигателе возникает момент, обратный по направлению вращения поля ротора. Обе машины соединяются жестко механически и работают на одном и том же валу. Когда машины неподвижны, первая из них является трансформатором и посылает во вторую машину ток частоты сети; когда агрегат начал вращаться, то первая машина работает частью как двигатель, частью как трансформатор, отдавая энергию скольжения второму двигателю.



Фиг. 257.

Найдем число оборотов агрегата. Пусть p_1 и p_2 — числа пар полюсов первой и второй машины; f_1 — число периодов сети.

В первом двигателе создается вращающееся поле с числом оборотов в минуту

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p_1}.$$

Пусть число оборотов агрегата равно n, тогда число периодов тока в роторе первой машины

$$f_2 = \frac{n_1 - n}{60} p_1.$$

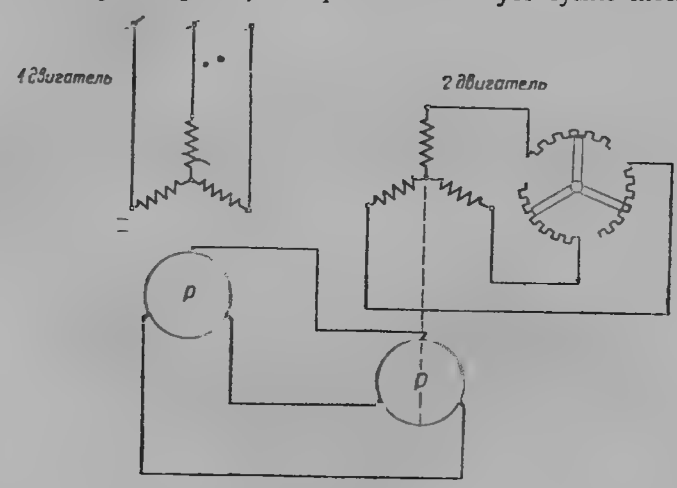
Во второй машине вращающееся поле делает $(n_1 - n)\frac{p_1}{p_2}$ оборотов в минуту. Вторая машина как двигатель может устойчиво работать только вблизи синхронной скорости вращающегося поля, т. е. вблизи

$$n = (n_1 - n)\frac{p_1}{p_2}$$

или вблизи

$$n = \frac{n_1 p_1}{p_1 + p_2} = \frac{60 f_1}{p_1 + p_2},$$

т. е. агрегат из каскадного соединения двух машин на одном валу имеет синхронную скорость, которая соответствует сумме чисел полюсов



Фиг. 258.

обеих машин. Таким образом при каскадном соединении является возможным получить следующие ступени скоростей:

$$n = \frac{60 \cdot f_1}{p_1 + p_2},$$

при работе одного первого двигателя

$$n = \frac{60 f_1}{p_1},$$

одного второго

$$n = \frac{60 f_1}{p_2}.$$

Если числа полюсов обеих машин одинаковы, то синхронное число оборотов агрегата равно полусинхронной скорости машин.

При синхронной скорости агрегата ротор второй машины вращается синхронно с полем и в нем отсутствует ток. В роторе первого двигателя течет только ток холостого хода второго двигателя. Ток в статоре первого двигателя примерно равен сумме намагничивающих токов обоих двигателей. Когда агрегат нагружен, то ротор второго двигателя вращается

со скольжением и по обмоткам машин проходит активный ток. Если заставить вторую машину работать с сверхсинхронной скоростью, то вторая машина переходит на работу генератором. При этом ток в роторе второй машины меняет свое направление, и так как те же токи протекают по обмоткам первой машины, то они изменяют свое направление и в статоре первого двигателя, несмотря на то, что его ротор вращается медленнее поля.

Когда агрегат вращается как двигатель, то поступающая в первый двигатель мощность разделяется на две части. Первая часть, пропорциональная скорости, превращается в механическую работу, вторая часть, пропорциональная скольжению, передается второму двигателю и там превращается в механическую работу.

141. Диаграмма тока каскадного соединения двух асинхронных двигателей

При исследовании диаграммы тока будем рассматривать каскад из двух двигателей при соединении их роторов (см. фиг. 258).

Обозначим через

$n_1 = \frac{60 f_1}{p_1}$ число оборотов вращающегося поля в первой машине;

n_2 — число оборотов, соответствующее синхронной скорости агрегата $n_2 = \frac{60 f_1}{p_1 + p_2}$;

n — число оборотов агрегата.

Тогда скольжение агрегата

$$s = \frac{n_2 - n}{n_2}.$$

Далее пусть

$$\alpha = \frac{p_1}{p_1 + p_2},$$

$$\beta = \frac{p_2}{p_1 + p_2}$$

$$\alpha + \beta = 1.$$

Число периодов в роторе первого двигателя

$$f_2 = \frac{n_1 - n}{60} p_1.$$

Так как

$$n = n_2(1 - s) = \alpha n_1 (1 - s),$$

то

$$f_2 = f_1 [1 - \alpha(1 - s)] = f_1 (\beta + \alpha s).$$

Во второй машине поле вращается относительно ротора

$$(n_1 - n)\frac{p_1}{p_2} \text{ об/мин.}$$

Число оборотов скольжения второго двигателя

$$n_s = (n_1 - n)\frac{p_1}{p_2} - n = n_1 \frac{\alpha}{\beta} - \frac{n}{\beta} = \frac{n_2 - n}{\beta} = \frac{n_2 s}{\beta}$$

и число периодов в статоре второго двигателя

$$f_3 = p_2 \frac{n_2}{60} = \frac{p_2 n_2 s}{60\beta} = \frac{(p_1 + p_2) n_2 s}{60} = s f_1.$$

Пусть $Z_1 = r_1 + jx_1$ — полное сопротивление фазы статорной обмотки первого двигателя;

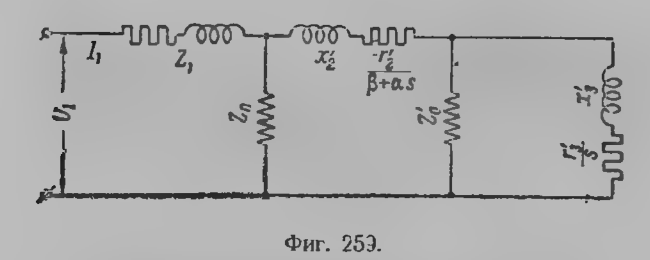
$Z_2' = \frac{r_2'}{\beta + \alpha s} + jx_2'$ — полное сопротивление роторной цепи двух роторов каскада, приведенное к цепи статора первого двигателя;

$Z_3' = \frac{r_3'}{s} + jx_3'$ — приведенное к цепи статора первого двигателя полное сопротивление обмотки статора второго двигателя;

$Z_0 = r_0 + jx_0$ — полное сопротивление тока холостого хода первого двигателя;

$Z_0' = r_0' + jx_0'$ — приведенное к первичной цепи сопротивление току холостого второго двигателя.

Схема замещения каскадного соединения будет той же, как для случая асинхронного двигателя с одноосным ротором, при построении



Фиг. 259.

которой мы исходим как раз из представления о последовательном соединении двух двигателей.

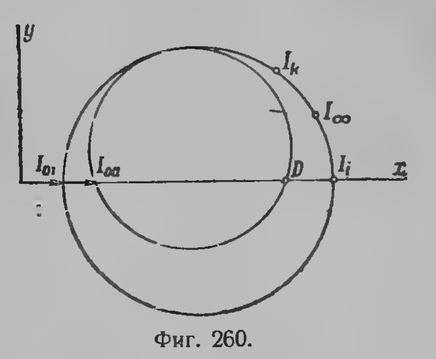
На фиг. 259 приведена схема замещения каскадного соединения. В результате построения мы получаем диаграмму тока каскадного соединения в виде бициркулярной кривой четвертого порядка, представленной на фиг. 260. Для практических построений является вполне достаточным заменить бициркулярную кривую четвертого порядка двумя окружностями. Первая окружность определяется током короткого замыкания всего агрегата I_k и током холостого хода первого I_{01} двигателя; при этом расчете производится также определение мощности короткого замыкания каскада двух двигателей и мощности холостого хода первого двигателя. Для построения второй окружности необходимо знать точку холостого хода агрегата $I_{0\alpha}$, которую также можно получить расчетом или измерением. Другой точкой второй окружности является точка D (фиг. 260) кривой четвертого порядка.

Точка идеального тока короткого замыкания агрегата I_i определится с достаточным приближением как

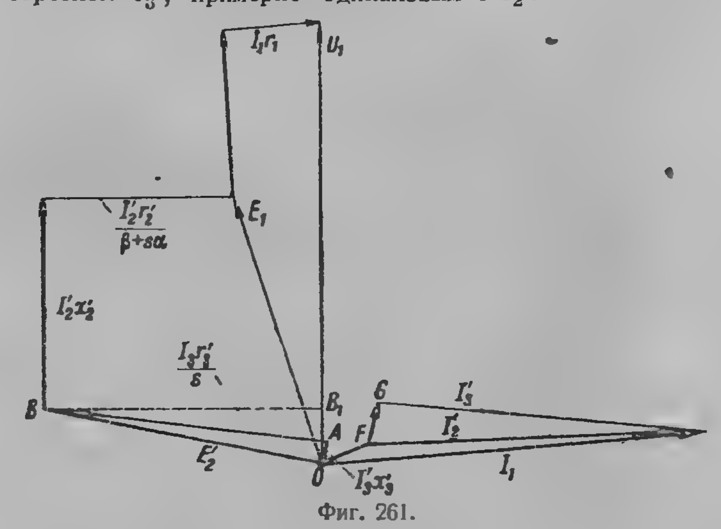
$$I_i \approx \frac{U_1}{x_k} \approx \frac{U_1}{x_1 + x_2' + x_3'}.$$

Здесь x_k — реактивное сопротивление короткого замыкания всего агрегата. Точка D соответствует моменту небольшого скольжения всего агрегата. Для этого случая векторная диаграмма представлена на фиг 261. Здесь U_1 — напряжение сети. Ток I_1 отстает примерно на 90°.

После вычитания активного и реактивного падения напряжения в обмотке статора мы найдем величину слагающей, уравнивающей э. д. с. потока E_1. Ток холостого хода первого двигателя должен отставать на угол 90° и представится вектором $\overline{OF}$. После вычитания векторов падения напряжения в роторе первого и второго двигателей $\frac{I_2' r_2'}{\beta + s\alpha}$ и $I_2' x_2$ мы найдем слагающую, уравновешивающую э. д. с. потока второго двигателя E_2'. Последняя в свою очередь покрывает активное и реактивное падение напряжения статора второго двигателя $\frac{I_3' r_3'}{s}$ и $I_3' x_3'$. Ток холостого хода GF второго двигателя будет отставать на 90° от вектора $\bar{E}_2'$. Ток в цепи роторов I_2' двигателей представится отрезком I_2', ток в цепи статора второго двигателя — отрезком I_3', примерно одинаковым с I_2'.



Фиг. 260.



Фиг. 261.

На основании векторной диаграммы мы можем написать следующие приближенные равенства:

$$I_1 r_1 + I_2' \frac{r_2'}{\beta + s\alpha} \approx - I_3' \frac{r_3'}{s},$$

и так как

$$I_1 \approx I'_2 \approx I_3',$$

$$r_1 + \frac{r_2'}{\beta + s\alpha} \approx - \frac{r_3'}{s},$$

отсюда является возможным определить величину скольжения для тока OD диаграммы фиг. 260. После избавления от знаменателя, получаем уравнение

$$\alpha r_1 s^2 + s(\beta r_1 + r_2' + r_3'\alpha) + r_3'\beta = 0.$$

Так как s мало, то можно пренебречь членом, содержащим s^2, тогда

$$s_Д \approx -\frac{r_3'\beta}{\beta r_1 + r_2' + \alpha r_3'} \approx -\frac{\beta}{\alpha + \frac{r_2' + \beta r_1'}{r_3'}}.$$

Опустим из точки B перпендикуляр на напряжение U_1. Тогда

$$U_1 \approx I_1 x_1 + I_2' x_2' + I_3' x_3' + \overline{AB}_1.$$

Так как

$$I_{3\,реакт}' \approx I_2',$$

$$I_{3\,акт}' \approx \frac{I_3' r_3'}{s x_0'}$$

и считая попрежнему

$$I_1 \approx I_2' \approx I_3',$$

то ток

$$I_1 \approx \frac{U_1}{x_k + \left(\frac{r_3'}{s}\right)^2 \frac{1}{x_0'}}.$$

Подставив найденное значение скольжения для точки D, будем иметь

$$I_1 \approx \frac{U_1}{x_k + \frac{(\beta r_1 + r_2' + \alpha r_3')^2}{\beta^2 x_0'}}.$$

и окончательно на основании диаграммы

$$\frac{\overline{OD}}{\overline{OI_k}} \approx \frac{x_k}{x_k + \left(\frac{\beta r_1 + r_2' + \alpha r_3'}{\beta}\right)^2 \frac{1}{x_0'}}.$$

В этой формуле $x_k = x_1 + x_2' + x_3'$ находится расчетом или на основании опытов, величина x_0' находится приближенно как

$$x_0' \approx \frac{U_1 a}{I_{0a} - I_{01}},$$

здесь

$$a = \frac{Z_0 + Z_1}{Z_0}.$$

I_{01} — ток холостого хода первой машины и
I_{0a} — ток холостого хода всего агрегата.

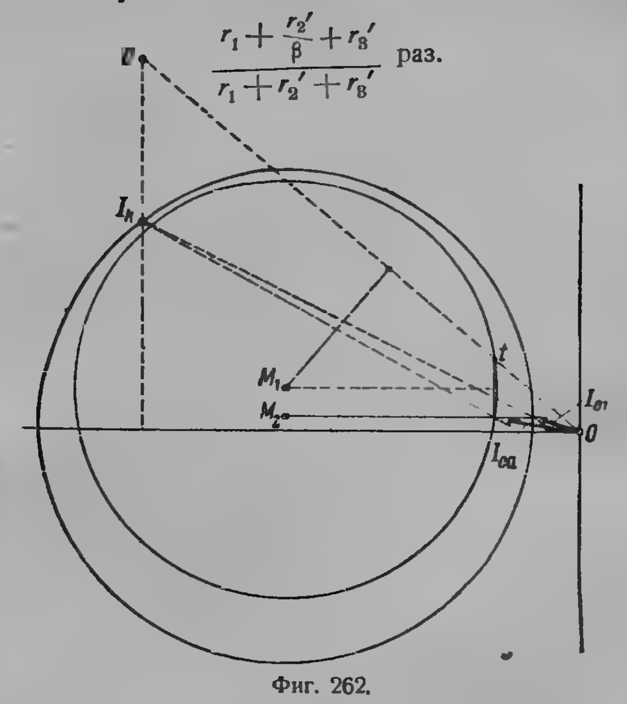
Для построения второй окружности необходимо найти еще третью точку для отыскания ее центра.

Для $s = 0$

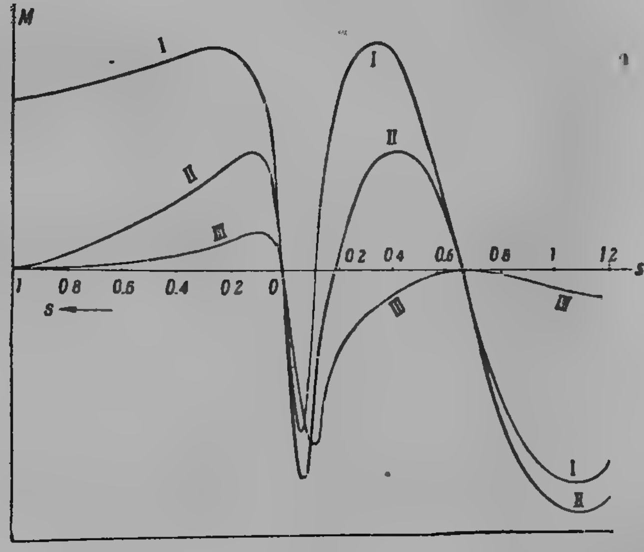
$$\frac{r_2'}{\beta + s\alpha} = \frac{r_2'}{\beta}.$$

Из рассмотрения полного сопротивления для этой скорости на основании схемы замещения фиг. 259 можно получить, что реактивное сопротивление то же, что и для короткого замыкания агрегата, а активное сопротивление увеличено в

$$\frac{r_1 + \frac{r_2'}{\beta} + r_3'}{r_1 + r_2' + r_3'} \text{ раз.}$$



Фиг. 262.



Фиг. 263.

Таким образом, если увеличить ординату точки I_k (фиг. 262) в этом отношении и соединить новую точку C с O, то с известным прибли-

жением центр второй окружности получается на пересечении перпендикуляра из середины отрезка $\overline{OC}$ с перпендикуляром из середины отрезка $\overline{I_{0a}t}$, который, как показывает опыт, в этом случае можно считать хордой искомой окружности. На фиг. 262 представлено построение кривой четвертого порядка диаграммы тока каскадного соединения в виде двух окружностей и примерные экспериментальные точки. Когда окружности построены, переходные линии между ними является возможным соединить на-глаз. Считая приближенно, что $\overline{I_k\ I_{01}}$ и $\overline{I_k\ I_{0a}}$ являются линиями полезной мощности, можно с известным приближением построить ток, cos φ и к. п. д. в зависимости от нагрузки P_2 каскадного агрегата из двух асинхронных двигателей.

На фиг. 263 приведены в зависимости от скольжения кривые: *I* — первичной мощности каскада; *II* — мощности на валу агрегата; *III* — мощности на валу второго двигателя.

Разность между кривыми *II* и *III* представляет механическую мощность первого двигателя.

142. Практическое значение каскадного соединения двух асинхронных двигателей

Каскадное соединение двух асинхронных двигателей дает возможность получить новую промежуточную скорость. Оно употребляется на электровозах, оборудованных трехфазными асинхронными двигателями. К сожалению, мощность каскадного соединения получается меньше, чем мощность одного двигателя. Последнее объясняется большим реактивным сопротивлением двух последовательно соединенных двигателей, в то же время ток холостого хода каскада примерно в два раза больше. Действительно в момент короткого замыкания

$$\dot{I}_k \approx \frac{U_1}{(r_1 + r_2' + r_3') + j\,(x_1 + x_2' + x_3')} \approx \frac{\dot{U}_1}{Z\ \ + Z_{II}}\,.$$

Здесь Z_I — полное сопротивление первой машины и
Z_{II} — полное сопротивление второй машины.

Если предположить, что в каскад соединены две одинаковые машины, то мы получим

$$I_k \approx \frac{U_1}{2Z_1}\,,$$

т. е. ток короткого замыкания каскада в два раза меньше по сравнению с током, который протекал бы по одной машине.

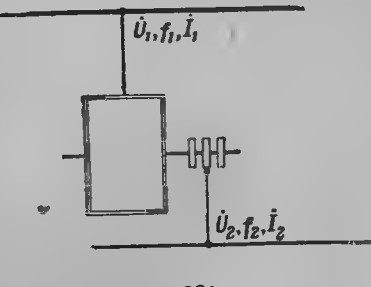
При холостом ходе из сети берется намагничивающий ток для возбуждения двух машин. Поэтому ток холостого хода возрастает при однотипных машинах примерно в два раза; cos φ агрегата получается ниже, чем одной машины. Перегрузочные свойства каскадного соединения также понижены. Следует указать, что момент на валу, несмотря на понижение мощности агрегата, почти не уменьшается, так как число оборотов агрегата уменьшается примерно в том же отношении.

ГЛАВА ТРИДЦАТЬ ТРЕТЬЯ

МАШИНА ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ

143. Синхронный режим машины двойного питания

Нормальная асинхронная машина работает при короткозамкнутом роторе. Возможно осуществить питание ротора от той же сети или сети другой частоты (фиг. 264). При этом асинхронная машина называется машиной двойного питания. Она может работать как двигатель, используя электрическую энергию обеих сетей или может работать на обе сети как генератор. Машина двойного питания также может давать только часть электрической энергии во вторичную сеть; в этом случае разность электрической энергии статора и ротора передается механическим путем валу двигателя. Последнее имело место, например, в случае каскадного соединения двух двигателей. Работа машины двойного питания возможна в синхронном и асинхронном режиме.



Фиг. 264.

Основным условием синхронного режима машины двойного питания является неподвижность друг относительно друга намагничивающих сил обмоток статора и ротора. Магнитное поле, вызванное токами в обмотке статора, будет вращаться в пространстве со скоростью

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p}\ \text{об/мин}.$$

Здесь f_1 — число периодов в секунду подведенного тока статора;
p — число пар полюсов двигателя.

Магнитное поле, вызванное токами в обмотке ротора, будет вращаться в пространстве со скоростью

$$n_2 = \frac{60 f_2}{p}\,.$$

Здесь f_2 — число периодов тока сети ротора.

Для создания постоянного вращающего момента в асинхронной машине необходимо, чтобы м. д. с. обмоток статора и ротора, а следовательно, и вызванные ими потоки, были неподвижны друг относительно друга.

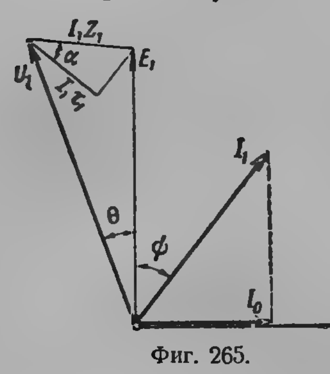
Если обозначить число оборотов ротора в минуту через n, то это условие напишется следующим образом:

$$n \pm n_2 = n_1$$

или

$$n \pm \frac{60 f_1}{p} = \frac{60 f_2}{p}.$$

Таким образом машина двойного питания работает как синхронный двигатель или генератор при числе оборотов, соответствующем сумме или разности чисел периодов сети статора и ротора. В случае питания ротора от той же сети машина имеет синхронный режим или при скорости, равной нулю, или при двойной синхронной скорости, причем направление вращения поля ротора должно быть противоположно вращению самого ротора.



Фиг. 265.

Чтобы осуществить синхронную работу машины двойного питания, необходимо довести ее до синхронной скорости с помощью вспомогательного двигателя.

Теорию рабочего процесса машины двойного питания в ее синхронном режиме является возможным значительно упростить, если сделать предположение, что обмотки статора и ротора имеют одинаковые постоянные и приключены к одинаковому напряжению сети.

Векторная диаграмма для этого случая как для обмотки статора, так и для обмотки ротора представлена на фиг. 265.

Уравнения напряжений для обмотки, например статора, в этом случае будут иметь вид:

$$U_1 = E_1 \cos\theta + I_1 Z_1 \cos\left[\frac{\pi}{2} - (\theta + \psi) + \alpha\right];$$

$$E_1 \sin\theta = I_1 Z_1 \sin\left[\frac{\pi}{2} - (\theta + \psi) + \alpha\right];$$

$$P_i = E_1 I_1 \cos\psi; \qquad \sin\psi = \frac{E_1}{x_0 I_1}.$$

Подставляя в выражение мощности значения E_1 и I_1, найденные из вышенаписанных уравнений, получим

$$P_i = \frac{U_1^2}{Z_1\left(\cos\alpha + \frac{Z_1}{x_0}\right)^2} \cos(\theta - \alpha)\left[\sin\theta + \frac{Z_1}{x_0}\sin(\theta - \alpha)\right].$$

Выражение для синхронизирующей мощности

$$\frac{d P_i}{d\theta} = \frac{U_1^2}{Z_1\left(\cos\alpha + \frac{Z_1}{x_0}\right)^2}\left[\frac{Z_1}{x_0}\cos 2(\theta - \alpha) + \cos(2\theta - \alpha)\right].$$

Угол, при котором $M = \max$, определяется из выражения

$$\frac{Z_1}{x_0}\cos 2(\theta_m - \alpha) + \cos(2\theta_m - \alpha) = 0,$$

$$\operatorname{tg} 2\theta_m = \frac{\frac{Z_1}{x_0}\cos 2\alpha + \cos\alpha}{\frac{Z_1}{x_0}\sin 2\alpha + \sin\alpha}.$$

Чем больше α, т. е. чем больше активное сопротивление обмотки по сравнению с реактивным, тем больше $2\theta_m$.

Найдем выражение полезной мощности:

$$P_2 = U_1 I_1 \cos(\theta + \psi).$$

Подставляя выражение для тока

$$I_1 = \frac{U_1 \sin\theta}{Z_1 \cos(\psi - \alpha)},$$

найдем

$$P_2 = \frac{U_1^2}{Z_1}\left(\frac{\cos\theta \operatorname{ctg}\psi - \sin\theta}{\cos\alpha \operatorname{ctg}\psi + \sin\alpha}\right)$$

или

$$P_2 = \frac{U_1^2}{Z_1} \cdot \frac{\sin\theta\cos\theta - \frac{Z_1}{x_0}\sin\alpha}{\cos\alpha + \frac{Z_1}{x_0}}$$

и

$$\frac{d P_2}{d\theta} = \frac{U_1^2}{Z_1\left(\cos\alpha + \frac{Z_1}{x_0}\right)}\cos 2\theta.$$

Из условия $\frac{dP_2}{d\theta} = 0$ получим $\cos 2\theta_m = 0$ или $\theta_m = \frac{\pi}{4}$.

При этом угле мы получаем наибольшую полезную мощность. Этот угол не зависит от постоянных машины.

Величина наибольшей полезной мощности

$$P_{2\max} = \frac{U_1^2}{2Z_1} \cdot \frac{1 - 2\frac{Z_1}{x_0}\sin\alpha}{\cos\alpha + \frac{Z_1}{x_0}}.$$

Исследование рабочего процесса приведенным здесь способом было впервые произведено проф. И. А. Черданцевым.

При одинаковых постоянных те же самые выражения получим и для ротора, так как токи статора и ротора и их сдвиги равны между собой:

$$I_1 = I_2, \quad \psi_1 = \psi_2, \quad \varphi_1 = \varphi_2, \quad \theta_1 = \theta_2.$$

Пространственный угол между осями идентичных фаз статора и ротора равен $2\theta_1 = 2\theta_2$.

Полная мощность вращающегося поля машины равна двойной мощности статора или ротора.

Синхронный режим машины двойного питания возможен только совместно с синхронными генераторами, так как сама она не может воз-

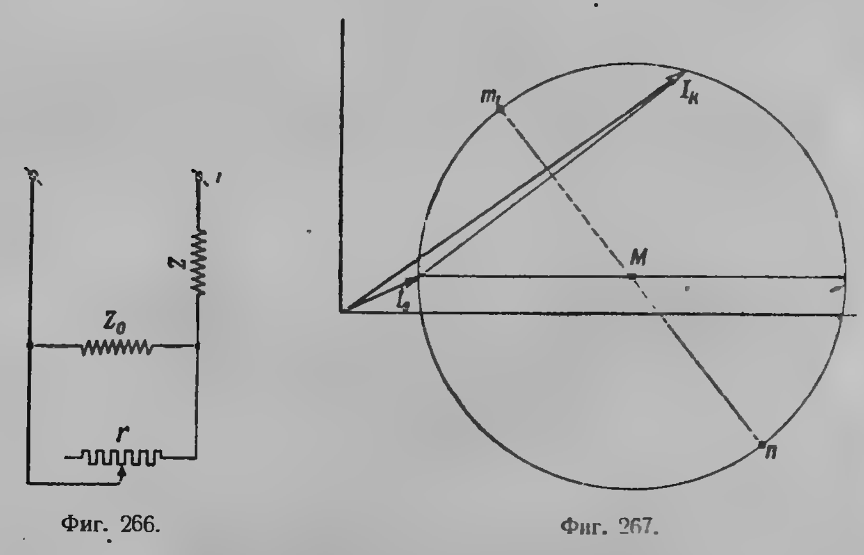
буждаться, если не предполагать в данном случае наличия специальных возбудителей.

В рассматриваемом упрощенном случае машина двойного питания имеет простую схему замещения, представленную на фиг. 266.

Здесь Z — является полным сопротивлением обмоток:

$$Z = \frac{Z_1}{2} \approx \frac{Z_k}{4}.$$

В то же время Z_0 является сопротивлением холостого хода машины. Здесь следует указать, что хотя полный намагничивающий ток машины остается той же величины, как для асинхронного двигателя, однако, по



Фиг. 266. Фиг. 267.

обмоткам машины он разделяется примерно пропорционально их числу витков, т. е. при $w_1 = w_2$ пополам.

Цепь с переменным активным сопротивлением r определяет собой активный ток нагрузки машины. Диаграмма тока схемы замещения фиг. 266 является окружностью, которая строится на основании данных режима холостого хода и короткого замыкания. Ток короткого замыкания.

$$I_k \approx \frac{U_1 \cdot 4}{Z_k}$$

примерно равен четырехкратному току короткого замыкания асинхронного двигателя. Ток холостого хода равен току холостого хода асинхронного двигателя. Окружность тока строится на основании общего метода, изложенного в гл. 14, § 72. Построение ее приведено на фиг. 267. Линия $I_k I_0$ является линией полезной мощности на валу машины. Линия mn является линией устойчивости машины двойного питания при работе ее двигателем или генератором. Дуга $\breve{I_0 m}$ соответствует работе машины двойного питания двигателем, а дуга $\breve{I_0 n}$ — работе генератором.

144. Асинхронные режимы машины двойного питания

Проф. В. А. Толвинский показал, что асинхронный двигатель при двойном питании его обмотки статора и ротора от одной и той же сети может работать не только при двойной синхронной скорости, но и при скоростях, близких к ординарному синхронизму. Принцип действия работы трехфазного асинхронного двигателя двойного питания при ординарной синхронной скорости заключается в следующем:

Переменный ток с частотой сети f в обмотке фаз статора создает магнитное поле, вращающееся с числом оборотов

$$n_1 = \frac{60f}{p} \text{ в минуту.}$$

Нагрузочный ток в обмотке фаз ротора частоты скольжения создает магнитное поле, вращающееся относительно ротора с числом оборотов

$$n_2 - \frac{s \cdot f \cdot 60}{p} \text{ в минуту.}$$

Здесь s — скольжение двигателя.

Так как число оборотов трехфазного асинхронного двигателя равно

$$n = n_1 (1 - s),$$

то в пространстве поля ротора будет вращаться со скоростью

$$n_2 + n = \frac{s \cdot f \cdot 60}{p} + n_1 (1 - s) = n_1 s + n_1 (1 - s) = n_1.$$

Таким образом поле статора и поле от токов скольжения обмотки ротора будут неподвижны друг относительно друга и создадут результирующий магнитный поток Φ_c. Взаимодействие токов ротора и магнитного потока Φ_c создает вращающий момент M_c. Аналогично переменный ток сети, питающий обмотки фаз ротора, создаст магнитное поле, вращающееся в пространстве со скоростью, равной алгебраической сумме скоростей ротора n и самого поля

$$n_2 = \frac{60f}{p},$$

$$n_1 = n_2 \pm n.$$

При условии вращения ротора и поля в противоположные стороны

$$n_1 = \frac{f \cdot 60}{p} - n = \frac{f \cdot 60}{p} - \frac{f \cdot 60}{p}(1 - s) = \frac{fs \cdot 60}{p}.$$

В этом случае вращающееся поле ротора наведет в обмотке статора токи частоты скольжения; их магнитное поле будет вращаться синхронно с полем ротора, образуя результирующий магнитный ток Φ_p и полезный вращающий момент M_p.

Полный вращающий момент двигателя M выразится суммой M_c и M_p:

$$M = M_c + M_p.$$

Таким образом при работе трехфазного асинхронного двигателя двойного питания вблизи одинарной синхронной скорости мы получаем

в одном корпусе как бы совмещение двух независимых асинхронных двигателей: в одном из них первичной обмоткой является обмотка статора, вторичной — обмотка ротора, замкнутая накоротко через сопротивление сети; у другого, наоборот, обмотка ротора является первичной обмоткой, а вторичной обмоткой служит обмотка статора, также короткозамкнутая через сопротивление сети. При этом в обмотке статора или ротора протекают два тока: первичный ток частоты сети I_1' одного, и вторичный ток частоты скольжения I_2'' другого асинхронного двигателя; двигатели эквивалентны вместе асинхронному двигателю двойного питания. Результирующий ток в обмотках двигателя двойного питания мы можем мыслить как среднее квадратичное суммы упомянутых токов разного числа периодов:

$$I_{рез} \approx \sqrt{I_1'^2 + I_2''^2}.$$

Можно подсчитать допустимую в отношении нагревания током обмоток предельную нагрузку двигателя двойного питания, работающего вблизи одинарной синхронной скорости.

Нормальная мощность асинхронного двигателя определится в этом случае таким образом, чтобы результирующий ток в обмотке статора и ротора не превосходил бы тока асинхронного двигателя, соединенного по нормальной схеме питания со стороны статора:

$$I_{рез} \approx \sqrt{I_1^2 + I_2^2} = I\sqrt{2} = I_{норм},$$

откуда

$$I = \frac{I_{норм}}{\sqrt{2}}.$$

Ток, протекающий из сети, будет равняться

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{норм} \cdot 2 = 1{,}41\ I_{норм}.$$

Здесь следует заметить, что вследствие сильного магнитного насыщения железа двигателя двойного питания, так как в асинхронном двигателе двойного питания мы имеем два магнитных потока: Φ_e и Φ_p, может сильно возрасти реактивная составляющая рабочего тока. Вследствие этого будет преуменьшена активная составляющая рабочего тока двигателя, и результирующая мощность двигателя двойного питания, как показали исследования, может оказаться в некоторых случаях даже ниже нормальной мощности двигателя.

Пуск в ход двигателя двойного питания, соединенного по схеме для асинхронной работы вблизи одинарной синхронной скорости, затруднителен. Действительно, в этом случае поля статора и ротора будут вращаться в разные стороны. Если считать, что число витков статора и ротора одинаково, то в результате образуется пульсирующее поле, и двигатель не пойдет в ход. Обычно двигатель пускается в ход как нормальный и по достижении нормальной скорости переключается на режим двойного питания, соблюдая правильность вращения полей.

Вследствие указанных трудностей пуска принцип двойного питания асинхронного двигателя не нашел себе большого распространения

в практике. Однако с помощью некоторых видоизменений, как будет указано ниже, является возможным дать принципу двойного питания дальнейшее развитие и значительно улучшить его пусковые свойства.

145. Уравнения двигателя двойного питания в асинхронном режиме

При повороте неподвижного ротора вследствие переменного коэфициента взаимной индукции двигатель двойного питания будет обладать переменным реактивным сопротивлением, вследствие чего величина тока в фазах статора и ротора изменится от тока короткого замыкания до тока холостого хода, при этом начальный момент двигателя будет изменяться от нуля до своего максимального значения, и с некоторого положения ротора двигатель под нагрузкой не пойдет с места.

На основании вышеуказанной замены двигателя двойного питания двумя независимыми двигателями уравнения вращающегося асинхронного двигателя двойного питания в асинхронном режиме будут в зависимости от скольжения иметь вид:

$$\dot{I}_1'(r_1 + j\omega_1 L_{полн\ 1}) + \dot{I}_2'' j\omega_1 M = \dot{U}_1;$$

$$\dot{I}_2''(r_2 + j\omega_1 s L_{полн\ 1}) + \dot{I}_1' j\omega_1 s M = 0.$$

$$\dot{I}_2'(r_2 + j\omega_1 L_{полн\ 2}) + \dot{I}_1'' j\omega_1 M = \dot{U}_1;$$

$$\dot{I}_1''(r_1 + j\omega_1 s L_{полн\ 1}) + \dot{I}_2' j\omega_1 s M = 0.$$

При этом результирующий ток в обмотке статора или ротора определяется как средний квадратичный из тока основной частоты и наведенного тока частоты скольжения:

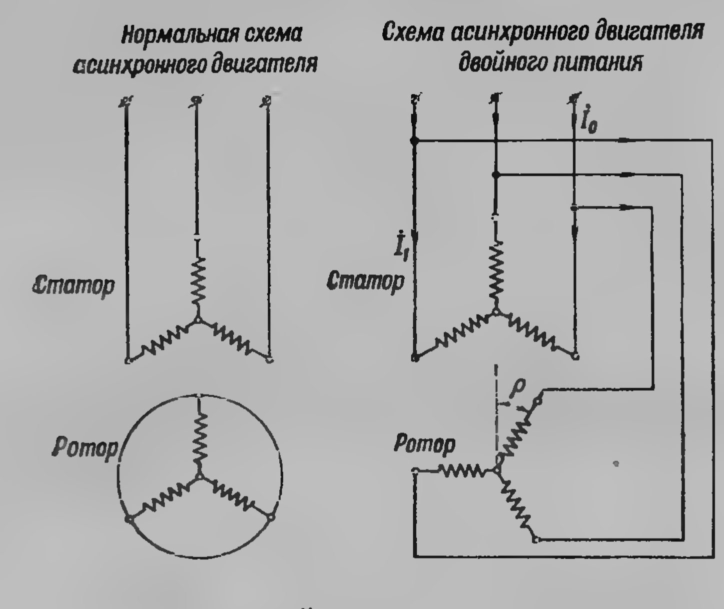
$$\dot{I}_1 = \sqrt{I_1'^2 + I_2''^2}.$$

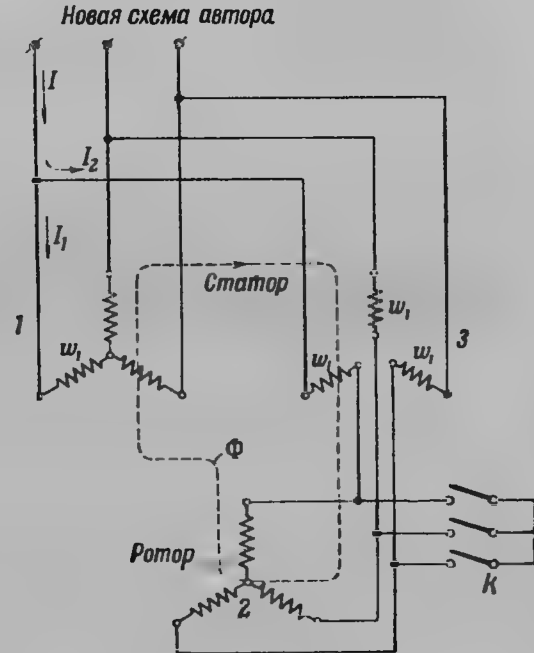
146. Дальнейшее развитие асинхронного режима двигателя двойного питания (схема автора)

Рассмотрим схему соединений асинхронного двигателя, изображенную на фиг. 268.

Согласно схеме фиг. 268 статор асинхронного двигателя имеет две обмотки: *1* и *3*. В нормальном соединении двигателя они являются параллельными ветвями одной и той же фазы и, следовательно, имеют одинаковое число витков. Начала фаз обмоток *1* и *3* соединены вместе и приключены к сети с напряжением U_1; концы обмотки *3*, соблюдая правильность фаз, присоединены через кольца к обмотке ротора *2*. Следует отметить одну особенность новой схемы. Включением короткозамкнутого рубильника *K* новую схему соединения асинхронного двигателя легко переключить на схему соединений нормального асинхронного двигателя. Нетрудно видеть, что двигатель, соединенный по схеме фиг. 268, также является двигателем двойного питания, но с более сложными магнитными связями обмоток.

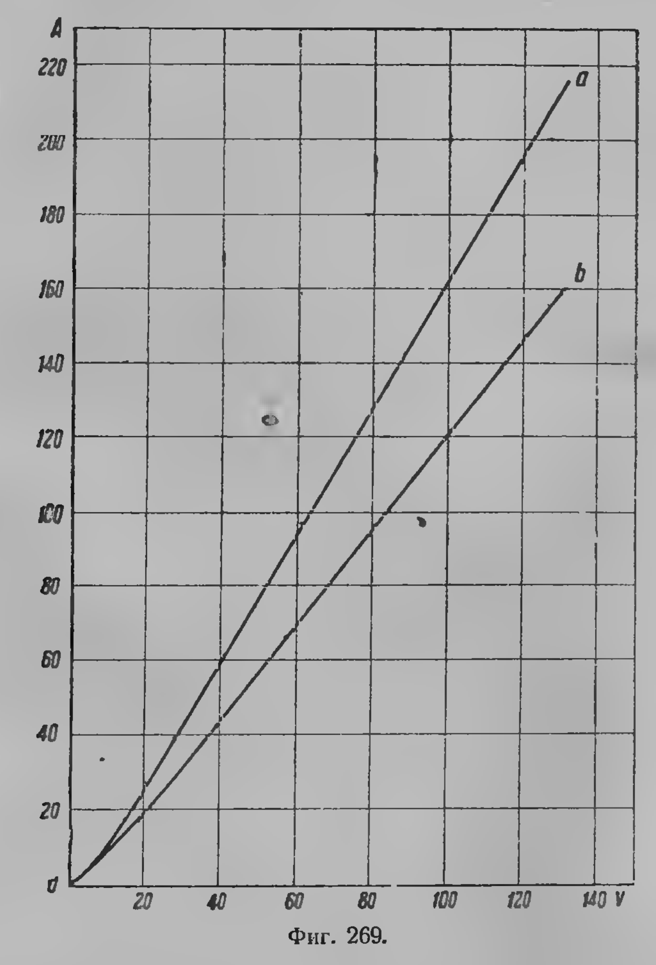
В новом двигателе двойного питания обмотка ротора приключена к сети не непосредственно, а через обмотку *3* статора; в ней потоком





Фиг. 268.

машины наводится э. д. с., которую уравновешивает часть напряжения сети U_1. Поэтому в новом двигателе двойного питания к обмотке ротора приключено меньшее напряжение, и пульсации тока в обмотках, а также момента при повороте неподвижного ротора, значительно меньше. В то же время вследствие возрастания активного сопротивления ротора из-за включения в цепь ротора обмотки *3* асинхронные моменты нового двигателя



Фиг. 269.

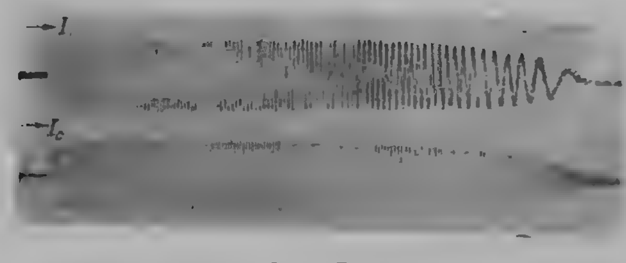
двойного питания возрастают настолько, что новой схемой является возможным воспользоваться для целей пуска асинхронных двигателей вообще. При применении для последней цели требуется лишь выполнение обмотки статора из двух параллельных ветвей. Число выводов нового двигателя двойного питания равняется *3*, так же как для двигателя нормальной конструкции, так как соединение ротора с дополнительной обмоткой *3* статора можно выполнить внутри двигателя.

Замыканием рубильника *К* (фиг. 268) двигатель двойного питания, соединенный по новой схеме, переходит весьма просто на нормальное рабочее соединение обмоток.

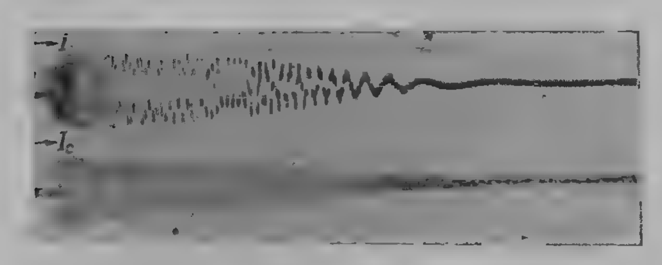
147. Опытное исследование схемы автора

Для испытания пусковых действий нового двигателя двойного питания был произведен ряд опытов.

1. Были сняты кривые среднего значения токов короткого замыкания в сети I_c для двигателя при нормальном соединении его обмоток и короткозамкнутом роторе и при соединении его обмоток согласно новой схеме (см. кривые *a* и *b* фиг. 269). В обоих случаях путем непосредственного торможения был также определен начальный пусковой момент.



Фиг. 270a.



Фиг. 270b.

Результаты опытов: при номинальном напряжении для нормального двигателя отношение тока короткого замыкания I_k к нормальному $I_{норм}$ получилось равным 4,35. Начальный пусковой момент был равен $M_{нач} = 1{,}2\ M_{норм}$.

Здесь $M_{норм}$ — нормальный рабочий момент двигателя для нового двигателя двойного питания, соединенного по схеме фиг. 268, получилось:

$$\frac{I_k}{I_{норм}} = 3{,}25; \quad M_{нач} = 2{,}5\ M_{норм}.$$

На фиг. 270 приведены осциллограммы токов в статоре и роторе за время пуска двигателя:

a) соединенного по нормальной схеме при пуске в ход без реостата;

b) соединенного по новой схеме.

Как было указано выше, двигатель переводится на работу при нормальном соединении обмоток статора простым замыканием рубильника.

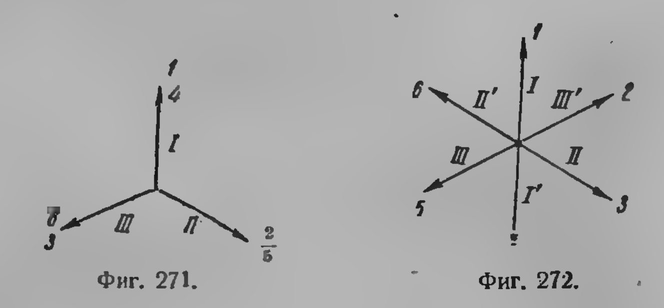
На фиг. 270 мы видим, что время разбега нового двигателя двойного питания меньше, что также указывает на больший крутящий момент двигателя.

ГЛАВА ТРИДЦАТЬ ЧЕТВЕРТАЯ

РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОМОЩЬЮ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ЧИСЕЛ ПОЛЮСОВ

Число оборотов асинхронного двигателя в известном отношении можно изменять следующим образом.

Если выполнить на статоре и роторе по две обмотки, из которых одна на p пар полюсов, другая на $2p$, $3p$ и т. д. пар полюсов, тогда,



Фиг. 271. Фиг. 272.

приключая к сети ту или иную обмотку статора и замыкая соответственную обмотку ротора, можно получить различные синхронные

$$n_{11} = \frac{60 f_1}{p}, \quad n_{12} = \frac{60 f_1}{2p}, \quad n_{13} = \frac{60 f_1}{3p} \text{ и т. д.,}$$

а следовательно, и рабочие скорости двигателя.

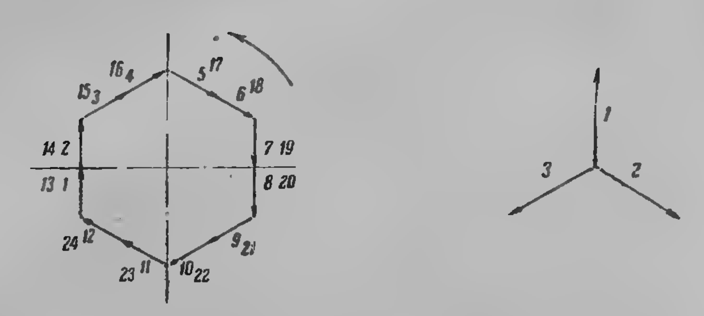
Если ротор асинхронного двигателя выполнен с беличьей клеткой, то роторная обмотка остается одной для всех скоростей, так как беличья клетка, являясь многофазной обмоткой, реагирует на различные числа пар полюсов. Изменяется только число фаз клетки $m_2 = \frac{z_2}{p}$ и величина полюсного деления $\tau = \frac{\pi D}{2p}$.

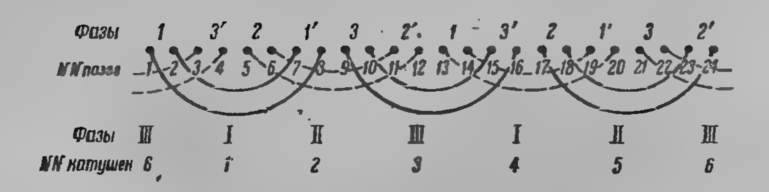
Однако наличие двух обмоток на статоре и на роторе не всегда является выгодным, хотя такие двигатели заводами и выполняются.

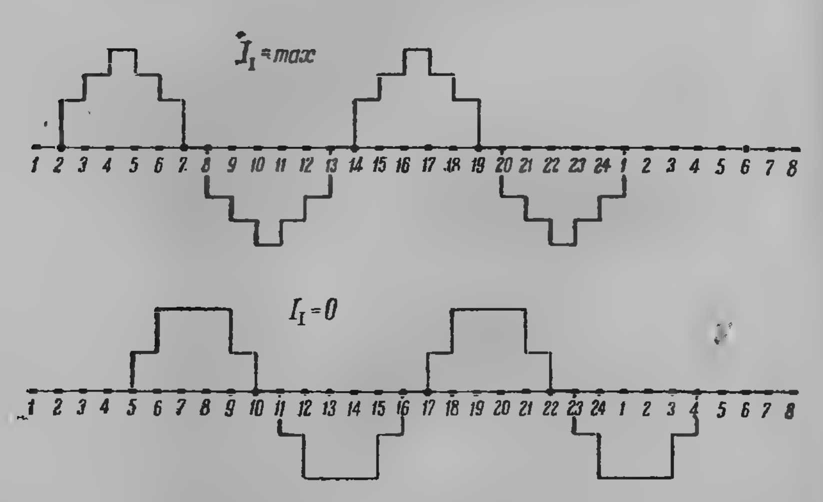
Поэтому в настоящее время двух- и многоскоростные двигатели выполняются с обмотками, которые можно переключать на разные числа полюсов.

148. Принцип действия обмотки с переключением числа полюсов в отношении 1 : 2

Особенно часто строятся многоскоростные двигатели с отношением оборотов 1 : 2. Для переключения числа полюсов в отношении 1 : 2 необходимо изменить направление тока в части обмотки. Рассмотрим



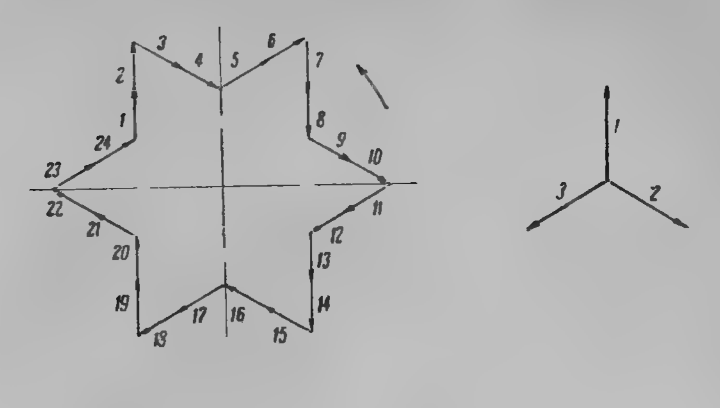


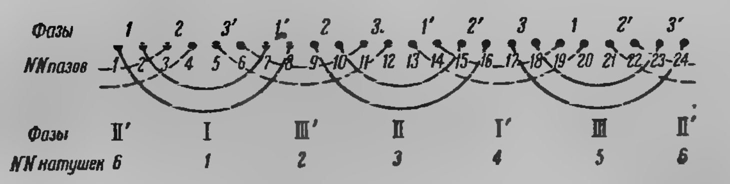


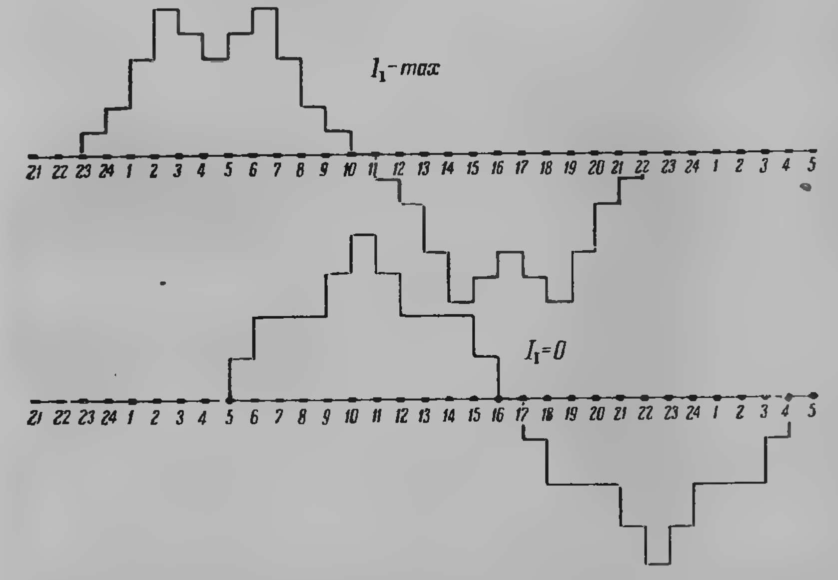
Фиг. 273. Однослойная обмотка переключением полюсов 1 : 2. Большее число полюсов.

четырехполюсную трехфазную машину с шестью катушками. При соединении на четыре полюса эти катушки образуют трехфазную систему, изображаемую звездой векторов фиг. 271.

Изменяя направления тока в катушках 2, 4 и 6, перекрещивая фазы *II* и *III*, получим двухполюсную обмотку (фиг. 272).







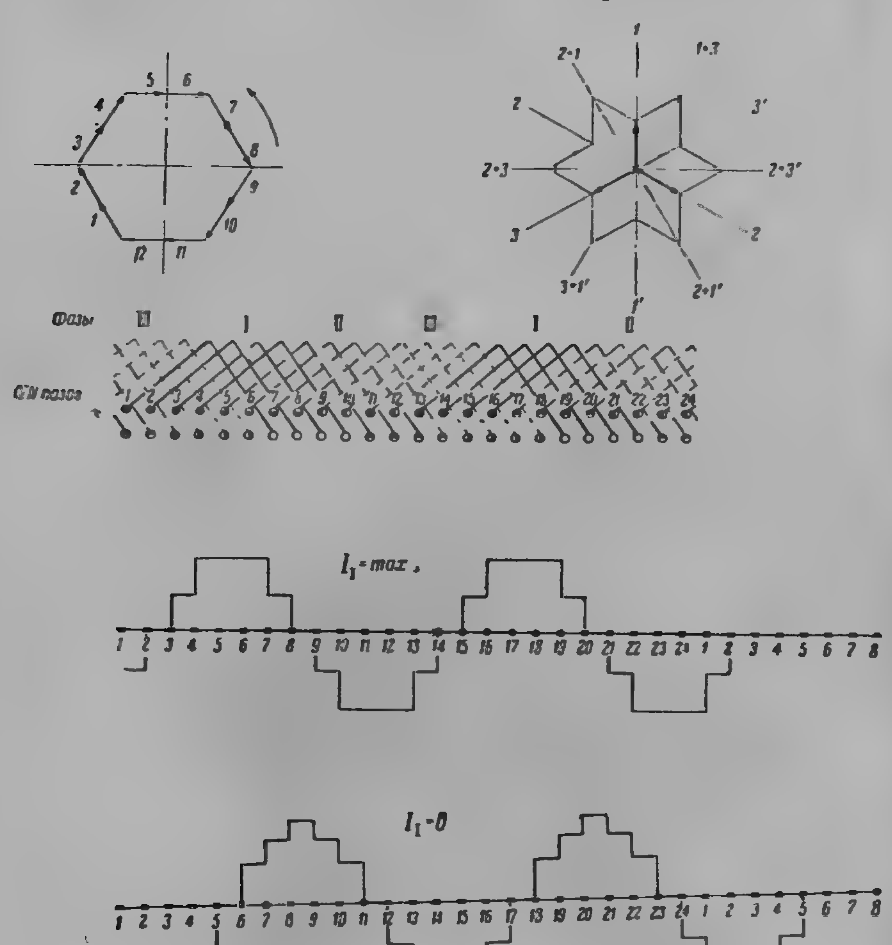
Фиг. 274. Однослойная обмотка с переключением полюсов в отношении 1 : 2. Малое число полюсов.

Переключение числа полюсов может быть выполнено как на обычной однослойной катушечной, так и на двухслойной обмотке. В дальнейшем будут рассмотрены и проведены сравнения различных видов обмоток.

149. Намагничивающие силы обмоток при переключении чисел полюсов

I. Обмотки, перекрывающие 1/3 τ при большом числе полюсов

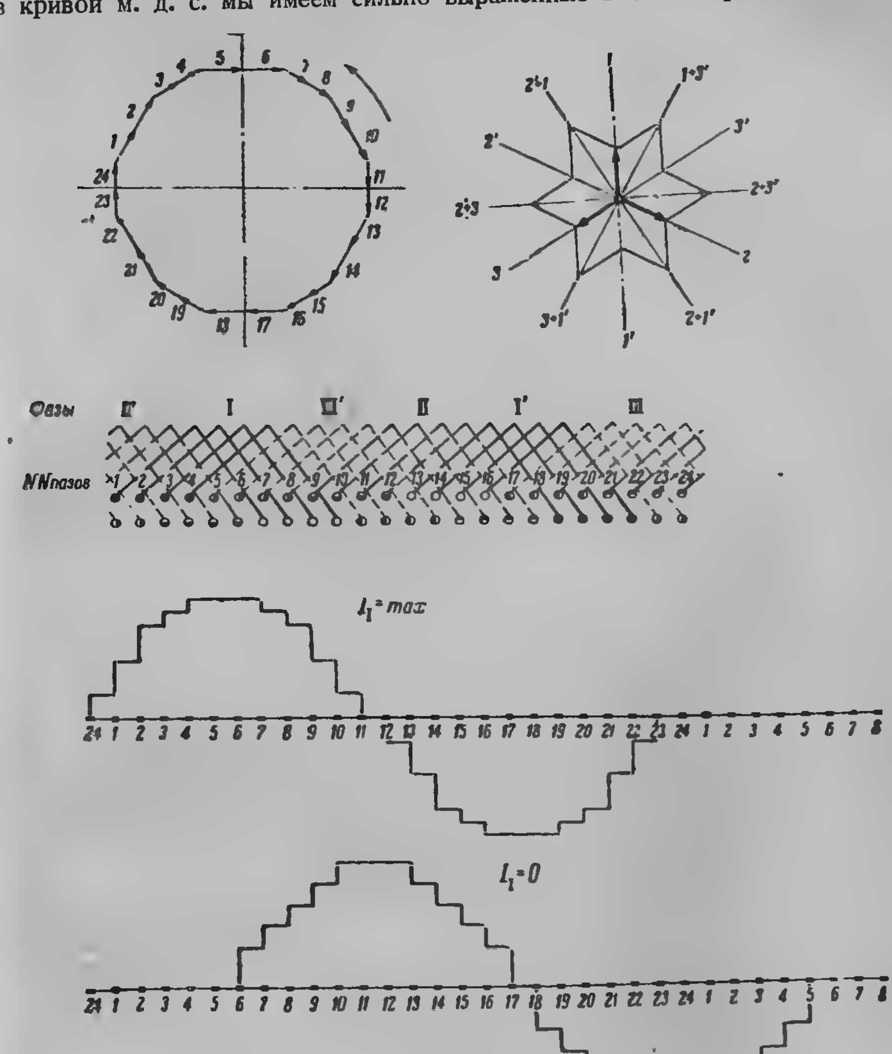
а) Однослойные обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу. Однослойная обмотка с переключением числа полюсов в отношении 1 : 2 была предложена Д. Аландером в 1888 г.



Фиг. 275. Двухслойная обмотка с переключением полюсов в отношении 1 : 2. Большое число полюсов.

Фиг. 273 показывает схему четырехполюсной обмотки при двух пазах на полюс и фазу. На том же чертеже изображен соответствующий полигон Гёргеса. С помощью полигона Гёргеса построены кривые намагничивающей силы для двух значений тока.

На фиг. 274 показана обмотка и соответствующие кривые при переключении полюсов с четырех на два. Как видим, при двух полюсах в кривой м. д. с. мы имеем сильно выраженные высшие гармонические.



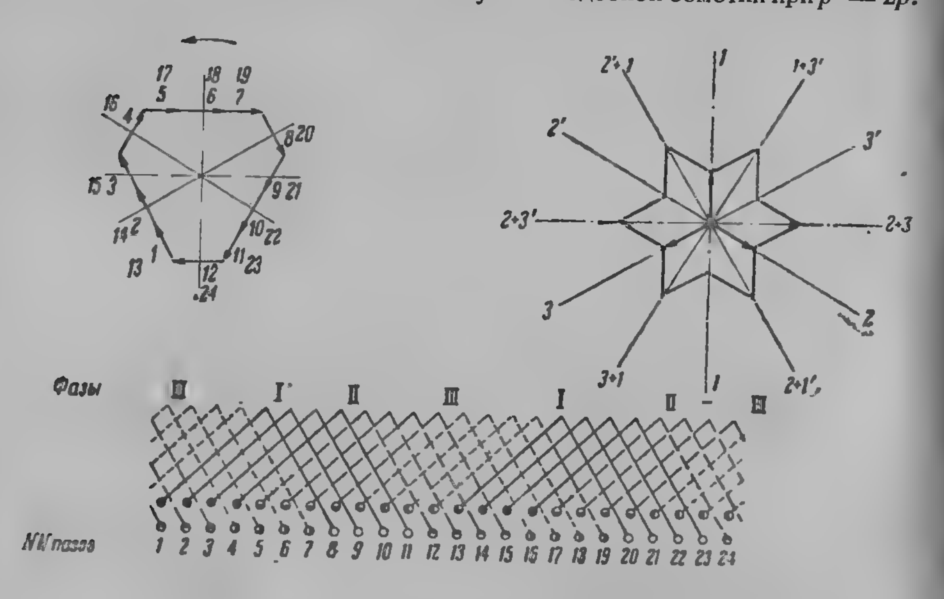
Фиг. 276. Двухслойная обмотка с переключением числа полюсов в отношении 1 : 2. Малое число полюсов.

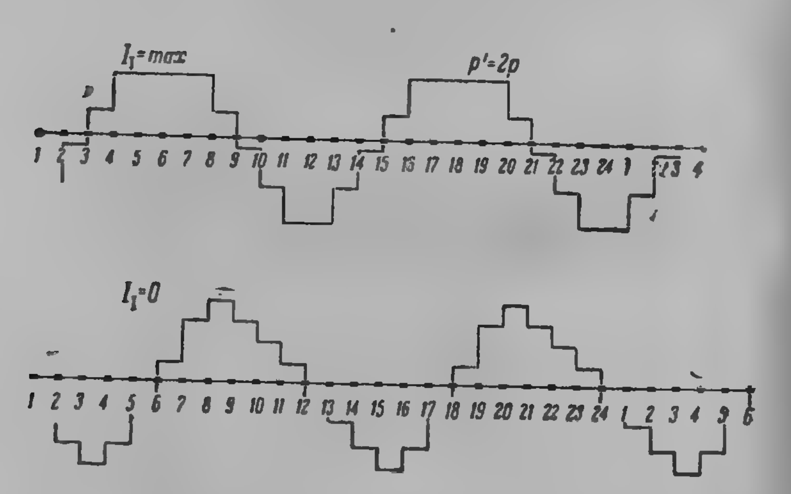
II. Обмотки, перекрывающие 2/3 τ при большом числе полюсов

Эти обмотки, благодаря тому что при малом числе полюсов каждая фаза перекрывает 1/3 τ, имеют значительно лучшие кривые поля, чем обмотки типа I. Рассмотрим несколько видов этих обмоток.

22 Зак. 3711. — Б. П. Апаров.

a) **Двухслойные обмотки с диаметральным шагом.** Фиг. 275 показывает соединение катушек подобной обмотки при $p' = 2p$.



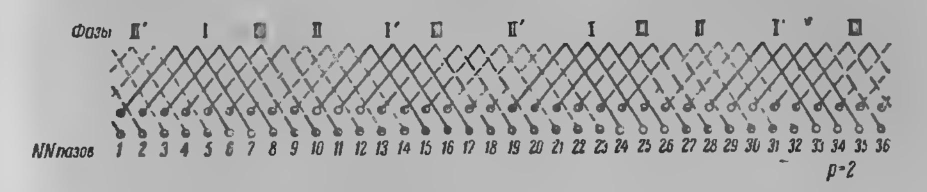


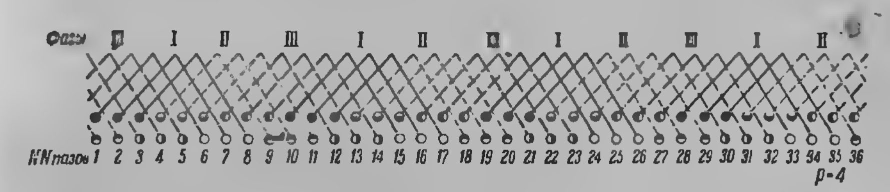
Фиг. 277. Двухслойная обмотка $q = 2$. Двойное число полюсов. Удлинение шага на один паз ($\sim 17\%$).

Полигон Гёргеса и кривые намагничивающих сил получаются вполне аналогичными двухэтажной катушечной обмотке.

Фиг. 276 дает ту же обмотку при уменьшении числа полюсов в два раза. В этом случае кривые поля получаются весьма благоприятными.

b) **Двухслойные обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу и удлинением шага.** Удлинение шага имеет цель улучшить соотношение между обмоточными коэфициентами при большой и малой

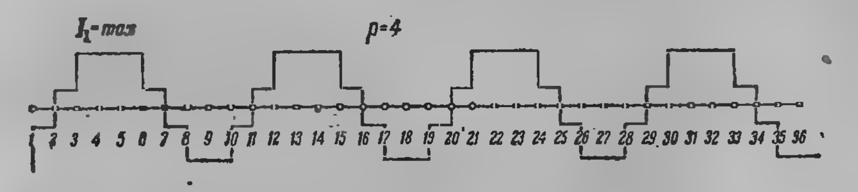


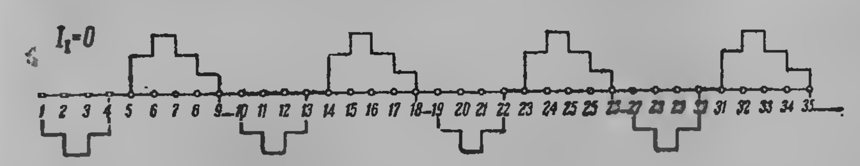


Фиг. 278. Схема двухслойной дробной обмотки с переключением числа полюсов в отношении $1:2$, $q = 1{,}5$.

полюсности. Удлиняя шаг, можно добиться повышения обмоточного коэфициента при $p' = p$ при ничтожном снижении его при $p' = 2p$.

Фиг. 277 дает двухслойную обмотку при $p' = 2p$ и при удлинении шага на один паз, что соответствует $\varepsilon \approx 17\%$. Несимметрия кривой

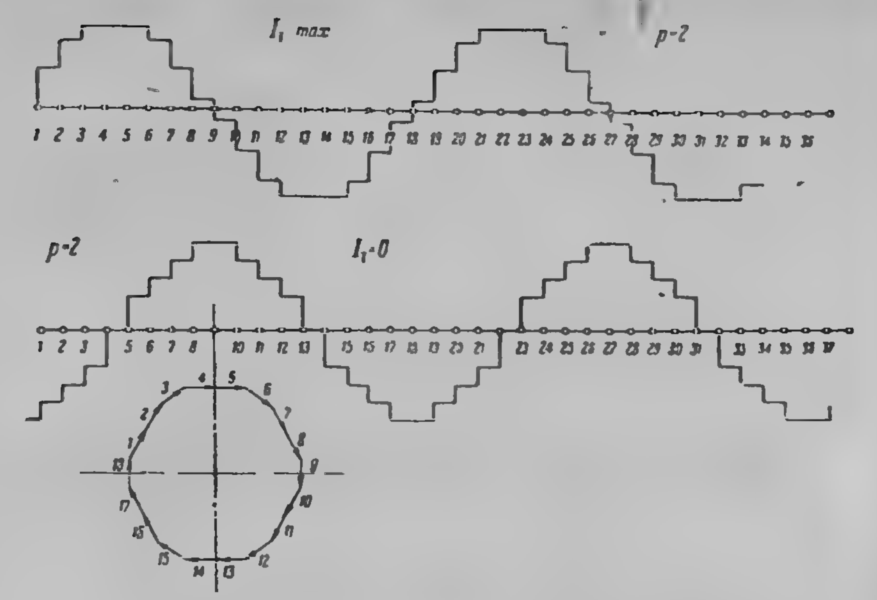




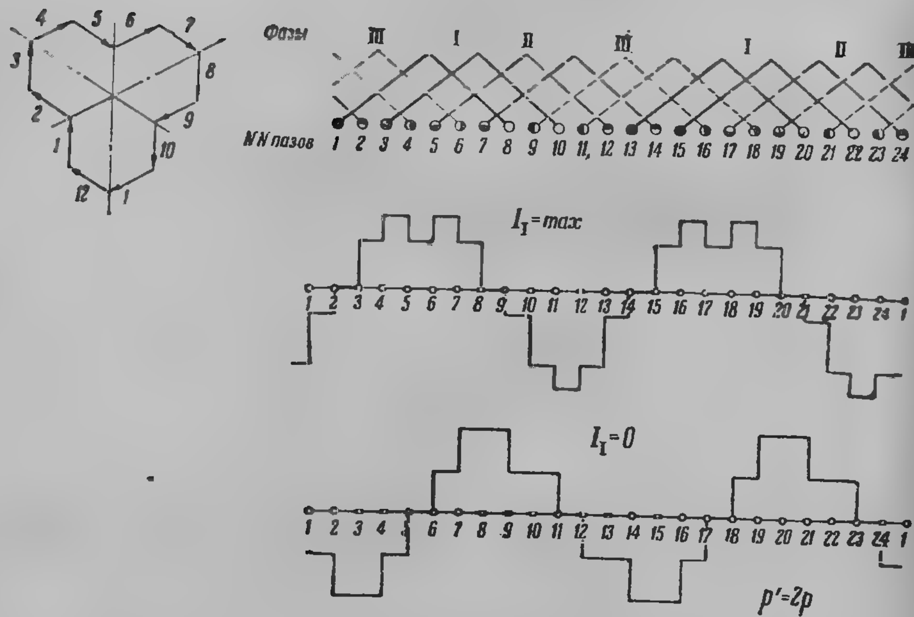
Фиг. 279. Кривые намагничивающей силы обмотки при $q = 1{,}5$.

поля при этом получается незначительной. Поле при $p' = p$ не показано. Его форма получается вполне удовлетворительной.

c) **Двухслойные обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу.** На фиг. 278 показана схема обмотки на $p = 2$ и $p = 4$ при 36 пазах, что дает при $p = 4$ $q = 1{,}5$.



Фиг. 280. Кривые намагничивающей силы обмотки при $q = 1,5$.

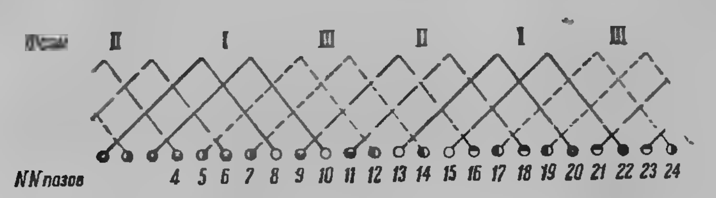


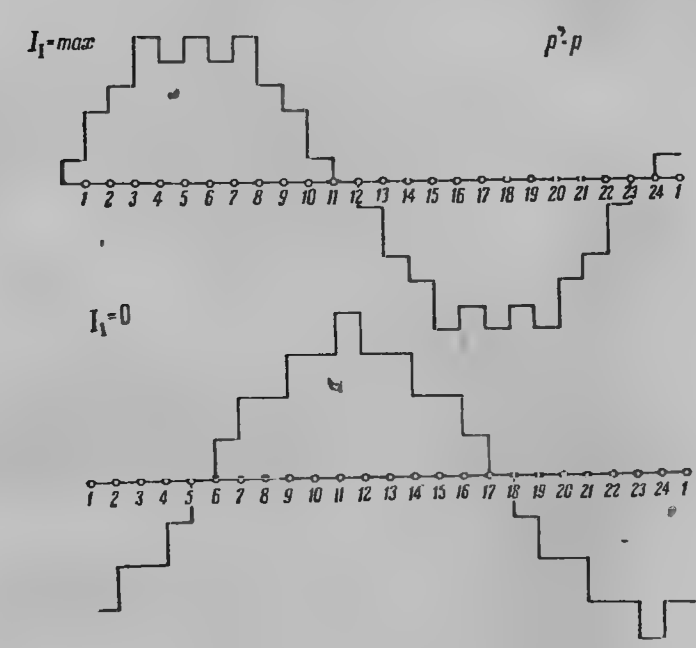
Фиг. 281. Однослойная американская обмотка с $q = 2$ с переключением полюсов в отношении 1:2.

Фиг. 279 дает м. д. с. при $p = 4$ и при различных значениях тока. Мы видим, что при этом наблюдается незначительная асимметрия кривой.

Фиг. 280 дает соответствующие м. д. с. при $p = 2$. Получающиеся кривые мало отклоняются от синусоиды.

d) Однослойные обмотки с катушками одинаковой формы (американская однослойная обмотка). На фиг. 281 изображена подобная обмотка для $q = 2$ и $p' = 2p$.





Фиг. 282. Однослойная американская обмотка с $q = 2$ с переключением полюсов в отношении 1:2.

Полигон Гёргеса и полученные из него кривые м. д. с. показывают наличие асимметрии кривой.

На фиг. 282 показана та же обмотка при переключении ее на малое число полюсов.

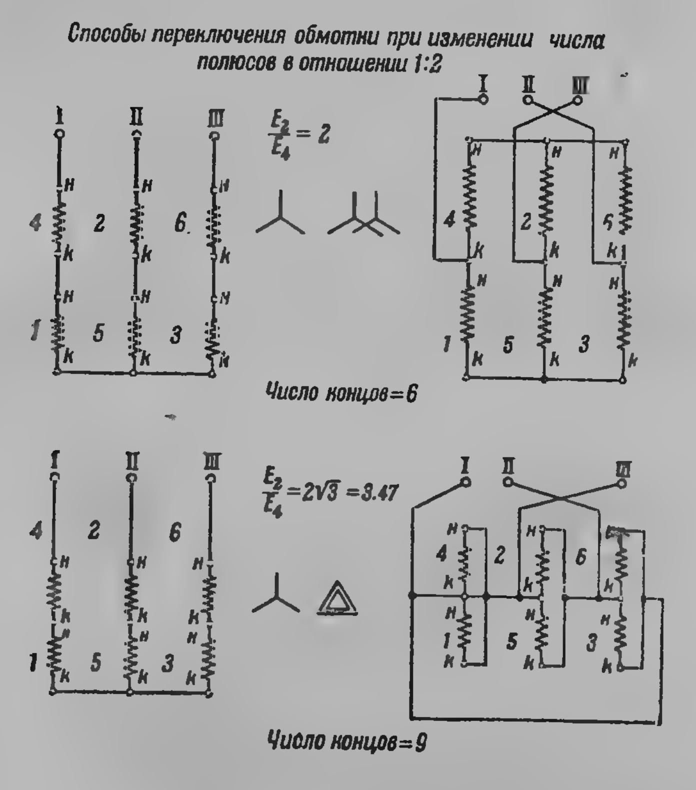
Как видим, эта обмотка создает значительное количество высших гармонических.

150. Схемы соединений

a) Статор. Выше был разобран принцип действия обмотки с переключением числа полюсов. Было показано, что изменение числа

полюсов достигается изменением направления тока в половине ветвей обмотки.

Теперь рассмотрим способы соединения отдельных ветвей между собой. На фиг. 283, 284 показан ряд способов соединения ветвей при шести



Фиг. 283.

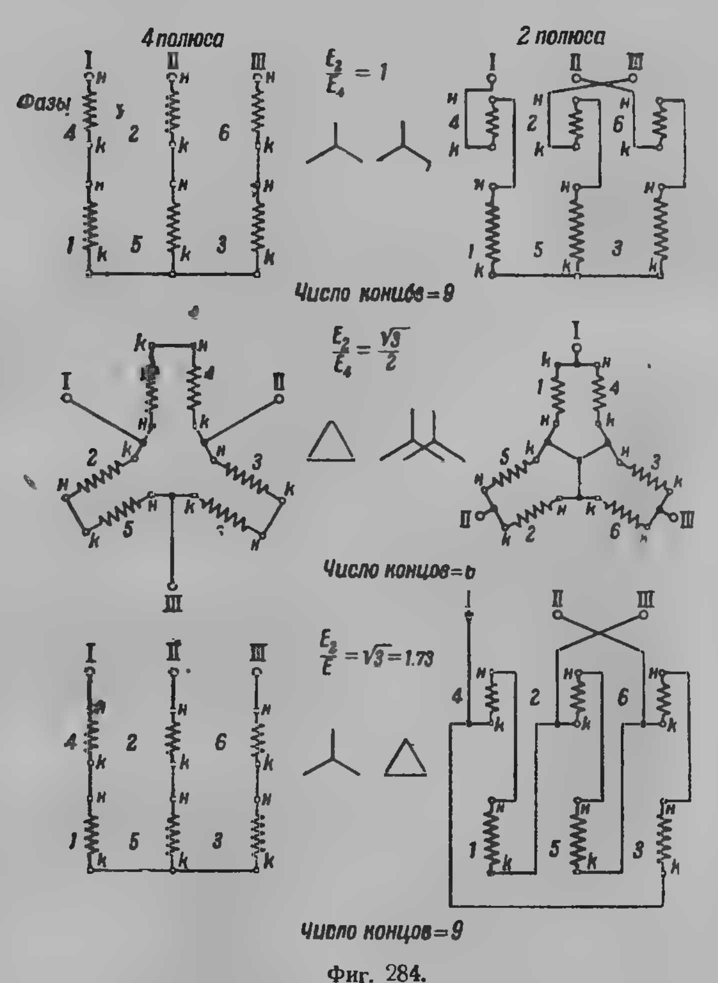
группах катушек, что соответствует переключению их числа полюсов с четырех на два.

При других полюсностях ветви соединяются таким же образом с той разницей, что в каждую ветвь входит соответственно большее число групп катушек, одинаково расположенных под каждой из пар полюсов. При переключении обмотки на половинное число полюсов напряжение, падающее на каждую ветвь, а следовательно и на катушку, изменяется. На фиг. 283, 284 указаны получающиеся соединения обмотки и соотношения напряжений на катушку при малом и большом числе полюсов. При включении половины катушек в обратном направлении получаются обратные соотношения напряжений (например, от соединения треугольник — звезда — звезда мы переходим к соединению звезда — звезда — треугольник).

Минимальным возможным числом концов статора является 6, что требует шестиполюсного переключателя. При некоторых соединениях,

как, например, звезда — звезда — треугольник число концов равно 9, соответственно чему необходим более сложный переключатель.

Можно упомянуть о соединении обмотки при большом и малом числе полюсов в виде шестифазной. Такое соединение вследствие увеличения



Фиг. 284.

обмоточного коэфициента первой гармоники дает экономию меди против двухслойной обмотки около 15%. Однако это соединение обмотки требует 12 выводных концов статора, благодаря чему практически эта обмотка неприменима.

Выбор схемы соединения обмоток зависит от условий работы двигателя.

151. Определение основных параметров двигателей с обмотками для переключения чисел полюсов

Обозначим:

B_l — амплитуду синусоидального поля;

w_1 — число витков фазы статора;

k_1 — обмоточный коэфициент фазы статора;

U_1 — напряжение на зажимах.

Пусть для большего числа полюсов будут те же обозначения, но со значком $'$ (прим).

Отношение амплитуд индукций в воздушном зазоре

$$\frac{B_l}{B_l'} = \frac{w_1'}{w_1} \frac{k_1'}{k_1} \frac{p}{p'} \frac{U_1}{U_1'}.$$

Отношение токов короткого замыкания, если пренебречь неодинаковостью рассеяния лобовых частей, а у короткозамкнутых двигателей влиянием обмоточных коэфициентов ротора при обоих числах оборотов на коэфициент приведения для вторичного рассеяния, будет равно

$$\frac{I_k}{I_k'} = \frac{U_1}{U_1'} \left(\frac{w_1'}{w_1}\right)^2.$$

Отношение максимального момента для обеих скоростей

$$\frac{M_{max}}{M_{max}'} = \left(\frac{B_l}{B_l'}\right)^2 \left(\frac{k_1}{k_1'}\right)^2 \frac{p'}{p}.$$

Пренебрегая насыщением железа, отношение намагничивающих токов

$$\frac{I_0}{I_0'} = \frac{B_l}{B_l'} \frac{p}{p'} \frac{w_1' k_1'}{w_1 k_1}.$$

Если в обоих случаях напряжение сети на фазе одинаково, то

$$U = U' \quad \text{и} \quad \frac{U}{U'} = 1.$$

Отношения $\frac{I_k}{I_k'}$ и $\frac{M_{max}}{M_{max}'}$ в действительности на 10—15% меньше, чем вычисленные по приведенным формулам.

Если двигатель должен развивать при обоих числах оборотов тот же момент, то наилучшее использование машины будет, когда

$$B_l \approx B_l' \quad \text{или} \quad \frac{U_1}{U_1'} \frac{w_1'}{w_1} \frac{k_1'}{k_1} \approx \frac{p'}{p}.$$

Если двигатель предназначен для работы с постоянной мощностью, то выгодно иметь

$$\frac{p}{p_1} \ll \frac{B_l}{B_l'} \ll 1.$$

Условие $\frac{B_l}{B_l'} = \frac{p}{p'}$ дает, если пренебречь влиянием обмоточных коэфициентов и разницей в рассеянии, одинаковую перегрузочную способность

и примерно одинаковую плотность тока в меди при обоих числах полюсов.

Условие $\frac{B_l}{B_l'} = 1$ дает для больших чисел полюсов в $\left(\frac{p'}{p}\right)^2$ раз большие перегрузочные свойства и в $\frac{p'}{p}$ раз меньшую плотность тока. Отношение перегрузочных свойств в случае постоянной мощности равно

$$\frac{M_{max}}{M_{max}'} \frac{p'}{p} = \left(\frac{B_l}{B_l'}\right)^2 \left(\frac{k_1}{k_1'}\right)^2 \left(\frac{p'}{p}\right)^2.$$

ГЛАВА ТРИДЦАТЬ ПЯТАЯ

СЛУЧАИ РАБОТЫ АСИНХРОННЫХ МАШИН ПРИ НЕНОРМАЛЬНОМ РЕЖИМЕ СЕТИ

В предыдущих главах был рассмотрен рабочий процесс при нормальных условиях работы сети, когда асинхронная машина работала в нормальном режиме. Действительно, во всех главах мы предполагали постоянной величину напряжения на клеммах двигателя U, число периодов f, а также трехфазную систему напряжения на клеммах симметричной. Рассмотрим теперь случай работы асинхронной машины при несоблюдении указанных условий.

152. Работа асинхронного двигателя при напряжении сети, отличном от нормального

Напряжение на зажимах двигателя бывает иногда отличным от нормального. Рассмотрим, как отражается колебание напряжения на зажимах на его рабочие свойства:

a) Случай, когда напряжение сети ниже нормального и постоянно.

Если момент двигателя постоянен, $M = \text{const}$, то, считая приближенно, что $U_1 = E_1 = \text{const}$, поток двигателя уменьшится, так как

$$M = c\Phi I_{2a},$$

где: c — постоянная;

I_{2a} — активная составляющая тока ротора.

Для поддержания $M = \text{const}$ активная составляющая тока ротора, а также тока статора должны увеличиться.

В то же время реактивная составляющая тока статора уменьшится из-за уменьшения потока; в насыщенных двигателях это уменьшение может быть значительным, таким образом в определенных пределах рабочий ток двигателя может при $M = \text{const}$ и уменьшении напряжения на зажимах остаться нормальным и даже уменьшиться. Практика показывает, однако, что при уменьшении напряжения свыше 5% величина рабочего тока двигателя будет уже увеличиваться; $\cos\varphi$ двигателей увеличивается при уменьшении напряжения, а затем начинает уменьшаться, когда точка рабочего тока перейдет на круговой диаграмме положение $\cos\varphi_{max}$.

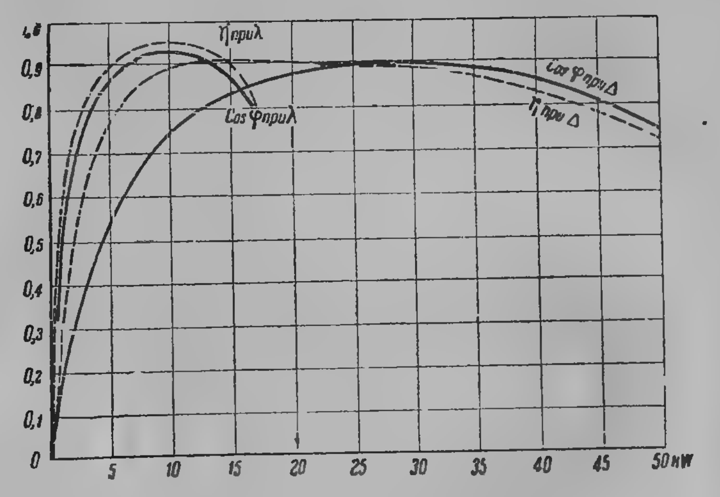
Свойством асинхронных двигателей увеличивать $\cos\varphi$ при уменьшении напряжения на зажимах можно пользоваться для улучшения $\cos\varphi$ недогруженных двигателей (например, переключение недогруженных двигателей с △ на ⅄) (см. фиг. 285).

При пониженном напряжении на зажимах скольжение двигателя увеличивается. Это является недостатком двигателей в ряде приводов, при этом уменьшается перегрузочная способность двигателей (см. § 66).

b) Случай, когда напряжение сети больше нормального.

Если момент двигателя постоянен, $M = \text{const}$, то при повышении напряжения на зажимах активная составляющая тока уменьшится.

В двигателях с большим насыщением железа намагничивающий ток вместе с увеличением напряжения на клеммах может возрасти непропорционально напряжению, и полный ток статора может увеличиться,



Фиг. 285. Улучшение коэфициента мощности асинхронного двигателя при переключении двигателя с треугольника на звезду.

а $\cos\varphi$ ухудшиться. Перегрев двигателя в этом случае будет происходить от двух причин, а именно: от нагрева железа вследствие увеличения напряжения и потока и также вследствие увеличения тока в обмотке двигателя.

В табл. 14 даны результаты опытов с двигателем 5 *л. с.*, 215 V, 13,7 A, 957 об/мин. при изменении напряжения на зажимах:

Таблица 14

Опыт 1. $P_2 = \frac{4}{4} P_{норм}$

U_1	I_1	P_1	$\cos\varphi_1$	n_2	s	P_2 л. с.	к. п. д. %
260	13,15	4,32	0,73	973	2,7	5,06	85,8
240	13,3	4,315	0,78	963	3,7	5,01	85,5
205	13,7	4,29	0,814	957	4,3	4,98	85,5
205	14,25	4,30	0,85	950	5	4,94	84,6
195	14,7	4,275	0,861	945	5,5	4,91	84,3
185	15,5	4,3	0,865	938	6,2	4,88	83,2
175	16,7	4,395	0,868	930	7,0	4,84	81,2
167	17,5	4,38	0,876	915	8,5	4,76	79,4

Таблица 14

Опыт 2. $P_2 = \frac{3}{4} P_{норм}$

U_1	I_1	P_1	$\cos \varphi_1$	n_2	s	P_2 л. с.	к. п. д. %
240	10,9	3,18	0,702	975	2,5	3,72	87,6
215	11,2	3,23	0,774	968	3,2	3,78	86,4
195	11,5	3,22	0,829	960	4,0	3,74	85,5
175	12,3	3,215	0,862	951	4,9	3,71	84,6
165	13,1	2,25	0,869	940	6	3,67	83,0

Таблица 14

Опыт 3. $P_2 = \frac{2}{4} P_{норм}$

U_1	I_1	P_1	$\cos \varphi$	n_2	s	P_2 л. с.	к. п. д. %
240	9,2	2,21	0,58	975	2,5	2,54	84,4
215	8,7	2,17	0,669	968	3,2	2,52	85,5
205	8,6	2,145	0,702	966	3,4	2,51	85,6
195	8,7	2,185	0,744	963	3,7	2,5	84,25
185	8,8	2,17	0,769	958	4,2	2,48	84,25
175	9,05	2,2	0,802	950	5,0	2,47	82,6
165	9,3	2,205	0,83	945	5,5	2,45	82,0

Изучение опытных данных подтверждает все сказанное ранее.

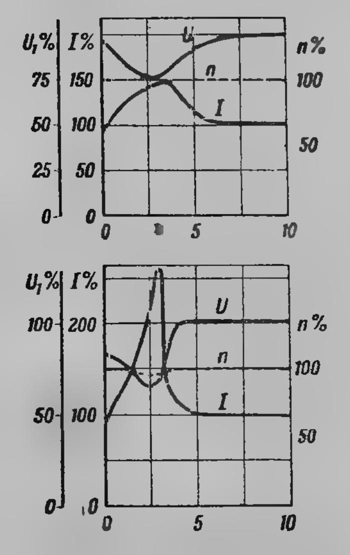
Вопросы кратковременного колебания напряжения на зажимах асинхронного двигателя

Даже при незначительных колебаниях напряжения в электрических распределительных сетях часто наблюдается выключение двигателей максимальной защитой или защитой, действующей при минимальном напряжении. Благодаря этому в предприятиях, имеющих особенно важное значение для населения, как, например, на насосной станции, для водоснабжения города и т. д. могут возникнуть чрезвычайно неприятные нарушения эксплоатации, которые можно вполне избежать при надлежащей установке реле. Причиной колебания напряжения являются в первую очередь короткие замыкания и замыкания на землю. В настоящее время колебания в сетях происходят очень редко, но совсем избежать их невозможно. Особенно важной является характеристика рабочей машины. Различаются два вида рабочих машин: машины, вращающий момент которых зависит от числа оборотов, и машины, у которых вращающий момент постоянен, т. е. не зависит от чисел оборотов. Примером первого случая является центробежный насос, его вращающий момент изменяется пропорционально квадрату чисел оборотов. Наоборот, у поршневых насосов вращающий момент практически не зависит от изменения чисел оборотов. Центробежный насос останавливается только

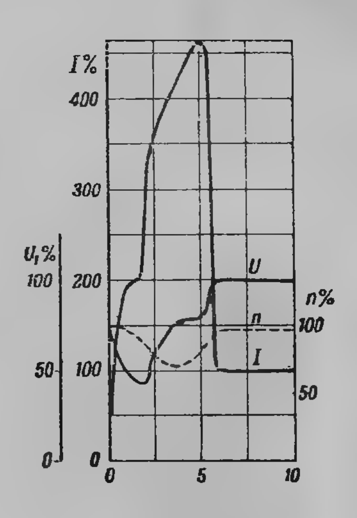
через 60 сек. после отключения от сети. Через 5 сек. получается понижение числа оборотов на 50%. Наоборот, поршневой насос останавливается через 3 сек. Из этого видно, что двигатели с противодействующим вращающим моментом, не зависящим от числа оборотов, удержать в эксплоатации гораздо труднее, чем двигатели, у которых противодействующий вращающий момент зависит от числа оборотов.

На фиг. 286 показано изменение тока и числа оборотов двигателя центробежного насоса 960 kW при колебании напряжения сети.

На фиг. 287 ток повысился до 4- 6-кратной номинальной величины. Напряжение упало до 45%, через 2, 3 сек. величина тока была дове-



Фиг. 286. Потребление тока и снижение чисел оборотов двигателя центробежного насоса. Вверху — при падении напряжения на 75% в течение 3,5 сек; внизу — при падении напряжения на 63% в течение 2,7 сек.



Фиг. 287. Падение напряжения на 45% в течение 2,3 сек. Двигатель оставался в эксплоатации.

дена до прежнего положения; благодаря тому что двигатель перед восстановлением нормального напряжения был опрокинут (потерял устойчивость), число оборотов кратковременно понизилось до 71% номинальной величины. Ускорение двигателя получилось только через 1, 2 сек. после восстановления нормального напряжения. Весь процесс вторичного пуска продолжался 5 сек., считая от начала понижения напряжения. Двигатель имел только кратковременную перегрузку, но это не было опасным для обмоток ввиду сильного падения напряжения.

На основании опытов можно сказать, что потребление тока двигателями с противодействующим вращающим моментом, зависящим от числа оборотов при обычных колебаниях напряжения, происходит в вполне допустимых пределах.

Отсюда вытекает, что нет никакой необходимости в немедленном выключении таких двигателей. Поэтому для защиты двигателя, работающего при минимальном напряжении, можно иметь выдержку времени, которая зависит от напряжения. Выключение двигателя в этом случае происходит только тогда, если падение напряжения длится в течение нескольких секунд. Но здесь имеется недостаток: при кратковременном полном исчезновении напряжения двигатель будет выключаться только по истечении установленного времени; тогда двигатель при восстановлении напряжения может подвергаться большим механическим напряжениям, особенно опасным, если его обмотки неустойчивы по отношению к коротким замыканиям или если вследствие конструкции приводной машины повторный пуск двигателя будет очень тяжелым.

Двигатели, у которых вращающий момент не зависит практически от изменения чисел оборотов при падениях напряжения до 55% в течение приблизительно до 4, 5 сек., является еще возможным удержать в эксплоатации при защите с выдержкой времени.

Если же напряжение упадет до 45—50% относительно номинального, то удержать двигатели в работе будет очень трудно. Пусковые токи повторного включения не могут также и в этом случае не представлять опасности для обмоток.

Для двигателей с кольцами выполняется схема защиты, когда с помощью реле при перерывах напряжения в цепь ротора вводится автоматически реостат.

153. Уравнение моментов асинхронного двигателя при внезапном изменении нагрузки на валу

Для переходного режима, когда скорость двигателя возрастет или уменьшится и нагрузочный момент покрывается не только за счет крутящего момента двигателя, но и за счет изменения запасенной кинетической энергии вращающихся масс ротора, уравнение моментов имеет вид

$$M_c = M + J\frac{d\omega_{2p}}{dt}$$

или

$$M_c = \frac{m_1 U_1^2 \frac{r_2'}{s}}{\left[\left(r_1 + a\frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + ax_2')\right]\omega_{1n}\cdot 9{,}81} + J\omega_{1n}\left(-\frac{ds}{dt}\right),$$

или приближенно, считая $r_1 = 0$ и $a_1 = 1$,

$$M_c = \frac{m_1 U_1^2 \frac{r_2'}{s}}{\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + x_2')^2}\,\frac{1}{\omega_{1n}\cdot 9{,}81} + J\omega_{1n}\frac{ds}{dt}.$$

Уравнение дает зависимость между изменением моментов и скольжением s.

Для небольших значений скольжений s уравнение моментов можно приближенно представить следующим образом:

$$M_c = \frac{m_1 U_1^2 s}{r_2'\omega_{1n}\cdot 9{,}81} + J\omega_{1n}\frac{ds}{dt}.$$

Рассмотрим случай внезапного изменения момента нагрузки. Пусть двигатель работает со скольжением s' и моментом сопротивления M_c'. В некоторый момент времени $t = 0$ происходит внезапное изменение момента сопротивления от значения M_c' до M_c''.

Зависимость изменения скольжения от времени после решения уравнения имеет вид:

$$s = s'' - (s'' - s')\,e^{-\alpha t},$$

где

$$s'' = \frac{M_c'' r_2' \omega_{1n}\cdot 9{,}81}{m_1 U_1^2}$$

и

$$\alpha = \frac{U_1^2}{r_2'\cdot J\omega_{1n}^2\cdot 9{,}81}.$$

Фиг. 288.

Таким образом изменение скольжения происходит апериодически с постоянной времени, величина которой пропорциональна постоянной инерции $J\omega_{1n}$ (фиг. 288).

154. Работа асинхронного двигателя при переменной частоте

Величина крутящего момента асинхронного двигателя

$$M = \frac{\left(m_1 U_1^2 \frac{r_2'}{s}\right)p}{\left[\left(r_1 + a\frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + ax_2')^2\right]2\pi f\cdot 9{,}81}\ \text{kgm}.$$

При изменении частоты, но при постоянном напряжении на зажимах, величина крутящего момента при двух различных частотах может быть выражена в виде

$$M_1 = a_1\frac{U_1^2}{f_1},$$

$$M_2 = a_2\frac{U_1^2}{f_2},$$

где

$$a_1 = \frac{m_1 p\frac{r_2'}{s_1}}{\left(r_1 + a\frac{r_2'}{s_1}\right)^2 + (x_1 + ax_2')^2\,2\pi\cdot 9{,}81}$$

и

$$a_2 = \frac{m_1 p\frac{r_2'}{s_2}}{\left(r_1 + a\frac{r_2'}{s_2}\right)^2 + (x_1 + ax_2')^2\,2\pi\cdot 9{,}81},$$

а s_1 и s_2 — скольжения двигателя соответственно при числах периодов f_1 и f_2; при скольжениях, не превышающих значительно нормальные, можно положить приближенно

$$r_1 = 0 \quad \text{и} \quad (x_1 + a x_2')^2 s^2 \approx 0,$$

тогда

$$\frac{a_1}{a_2} = \frac{s_1}{s_2} = \frac{f_1 - f_r}{f_1} : \frac{f_2 - f_r}{f_2}.$$

Здесь f_r — число периодов вращения ротора. Считая скольжение двигателя в поле при переменном числе периодов примерно одинаковым, будем иметь

$$\frac{a_1}{a_2} = \frac{f_2}{f_1},$$

тогда

$$\frac{M_1}{M_2} = \frac{a_1}{a_2}\frac{f_2}{f_1} = \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2,$$

т. е. крутящий момент двигателя будет изменяться в этом случае обратно пропорционально квадрату чисел периодов.

Мощность двигателя изменится в отношении

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{M_1 \omega_{1n}}{M_2 \omega_{2n}} = \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2 \frac{f_1}{f_2} \approx \frac{f_2}{f_1},$$

т. е.

$$P_1 = P_2 \frac{f_2}{f_1} = \text{const}.$$

Таким образом при изменении числа периодов сети при постоянном напряжении на клеммах произведение мощности на число периодов есть примерно величина постоянная.

При изменении числа периодов и постоянном напряжении сети будет изменяться величина магнитного потока машины; при уменьшении чисел периодов сети магнитный поток, а вместе с ним и потери в железе двигателя будут возрастать, так как потери в железе пропорциональны квадрату индукции и числу периодов в степени $1{,}4 \div 1{,}45$. Поэтому необходимым условием явилось бы при изменении числа периодов сети удержание магнитного потока постоянным: $\Phi = \text{const}$.

Последнее может быть достигнуто изменением напряжения на зажимах двигателя в отношении $\frac{f_1}{f_2}$.

Пусть U_1 — напряжение сети при f_1 периодах;
U_2 — напряжение сети при f_2 периодах.

Тогда

$$\frac{M_1 f_1}{M_2 f_2} = \left(\frac{U_1}{U_2}\right)^2 \frac{a_1}{a_2},$$

или

$$\frac{M_1 f_1}{M_2 f_2} = \left(\frac{U_1}{U_2}\right)^2 \left(\frac{f_2}{f_1}\right),$$

так как

$$\frac{a_1}{a_2} = \frac{f_2}{f_1}.$$

Окончательно

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{f_1}{f_2}\sqrt{\frac{M_1}{M_2}}$$

мы получаем формулу, предложенную проф. М. П. Костенко.

Так как

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{f_1}{f_2},$$

то

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{f_1}{f_2}\sqrt{\frac{M_1}{M_2}},$$

откуда имеем

$$M_1 = M_2 = \text{const}.$$

Таким образом при изменении числа периодов сети с f_1 на f_2 и соответственном изменении напряжения на зажимах двигателя с целью поддержать поток двигателя $\Phi = \text{const}$ мы будем иметь при изменении частоты постоянную величину его крутящего момента; мощности на валу двигателя при числе периодов f_1 и f_2 изменятся в этом случае как

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{M_1 \omega_1}{M_2 \omega_2} = \frac{f_1}{f_2},$$

т. е. пропорционально числу периодов. В действительности вопросы охлаждения и вентиляции двигателя могут наложить дополнительные условия на эти соотношения.

155. Регулирование скорости асинхронного двигателя с помощью изменения числа периодов

Регулирование числа оборотов асинхронного двигателя при помощи изменения числа периодов применяется в настоящее время редко, однако не исключена возможность значительного расширения пределов практического применения этого способа с помощью ионных преобразователей или коллекторных генераторов трехфазного тока.

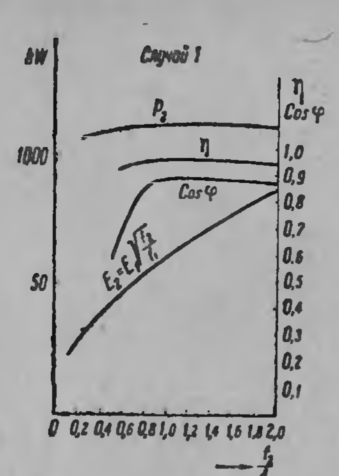
При регулировании скорости двигателя может явиться необходимость иметь желательные характеристики моментов двигателя. Последнее достигается соответствующим изменением напряжения на зажимах двигателя при изменении числа периодов. Все основные зависимости регулирования напряжения на зажимах двигателя при изменении частоты является возможным получить из вышенайденной формулы

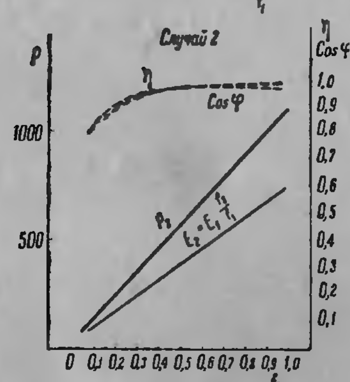
$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{f_1}{f_2}\sqrt{\frac{M_1}{M_2}}.$$

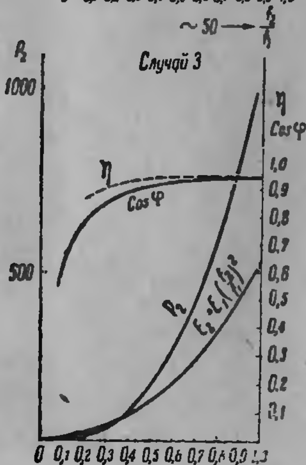
Случай I. Момент на валу изменяется обратно пропорционально частоте или мощность на валу $P_2 = \text{const}$. Подставляя это значение $\frac{M_2}{M_1}$ в выведенное соотношение напряжений, получим

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{f_2}{f_1}\sqrt{\frac{f_1}{f_2}} = \sqrt{\frac{f_2}{f_1}}.$$

23 Зак. 3711. — Б. П. Апаров.







Фиг. 289.

Таким образом все асинхронные двигатели, сконструированные так, чтобы действовать при напряжении U_1 и частоте f_1, могут действовать при частоте f_2 при условии, что новое напряжение на зажимах будет удовлетворять соотношению

$$\frac{U_2}{U_1}=\sqrt{\frac{f_2}{f_1}}.$$

В этом случае двигатели, несмотря на изменение частоты, не изменят свою мощность при одинаковых условиях вентиляции.

Случай II. Момент на валу постоянен:

$$M_2=M_1=\text{const}.$$

Если двигатель должен работать при постоянном моменте на валу при различных частотах, то из формулы

$$\frac{U_2}{U_1}=\frac{f_2}{f_1}\sqrt{\frac{M_2}{M_1}}=\frac{f_2}{f_1}$$

видно, что в этом случае необходимо изменять напряжение на зажимах пропорционально частоте. При этом мощность двигателя будет пропорциональна частоте.

Случай III. Момент пропорционален квадрату частоты:

$$M_2=M_1\left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2.$$

Если применить асинхронный двигатель для электрического привода гребных винтов, вентиляторов, дымососов, то момент на валу будет изменяться приблизительно пропорционально квадрату числа периодов, т. е.

$$\frac{M_2}{M_1}\approx\left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2.$$

В этом случае для удовлетворения равенства нужно изменять напряжение на зажимах пропорционально квадрату числа периодов

$$\frac{U_2}{U_1}=\frac{f_2}{f_1}\sqrt{\frac{M_2}{M_1}}=\left(\frac{f_2}{f_1}\right)^2.$$

На фиг. 289 приведены рабочие кривые при регулировании скорости двигателя изменением чисел периодов при изменении напряжения на его зажимах.

ДОПОЛНЕНИЕ

156. Момент гистерезиса и токов Фуко у асинхронной машины

Потери в железе ротора от основного поля на гистерезис и токи Фуко при работе незначительны вследствие малого числа циклов перемагничивания f_2, определяющихся величиной скольжения s ($2\div4\%$ и выше)

$$f_2=sf_1.$$

При увеличении нагрузки двигателя увеличивается скольжение и возрастают потери в железе ротора.

Как известно из мощности, которую вращающееся поле передает ротору, одна часть, соответствующая скольжению, расходуется в роторе как электрические потери с частотой скольжения, между тем как остальная часть расходуется как механическая мощность.

Мощность потерь в железе, переданная ротору, создает момент гистерезиса и токов Фуко.

С физической точки зрения момент от токов Фуко является моментом взаимодействия рабочего потока с короткозамкнутыми контурами в листах железа ротора.

Момент от гистерезиса возникает вследствие того, что магнетизм ротора отстает от создающей его м. д. с. на угол α. Этот момент при скорости ниже синхронной производит на ротор движущее действие. При скорости выше синхронной ротор относительно м. д. с. потока движется в противоположном направлении, и момент гистерезиса действует тормозящим образом.

Так как угол гистерезиса приблизительно постоянен, то момент гистерезиса мало зависит от числа оборотов ротора.

При синхронизме угол α может принимать все значения в пределах от $+\alpha$ до $-\alpha$, смотря по величине подводимой к ротору мощности. Вследствие этого при переходе через синхронизм происходит скачок потребляемой ротором мощности на величину $2h$, и мощность, подводимая к статору, уменьшается в том же размере (фиг. 290).

При работе асинхронного двигателя против поля, когда $s>1$, мощность потерь в железе покрывается как из сети, так и с вала; величины обеих частей мощности можно найти на основании соотношений гл. 18.

157. Об использовании токов Фуко для движения асинхронного двигателя

В нормальных двигателях с железом, с ротором, набранным из железа толщиной не больше 0,5 mm, момент от гистерезиса и токов Фуко незначителен, однако, может привести ротор во вращение при холостом ходе, особенно в двигателях незначительной мощности.

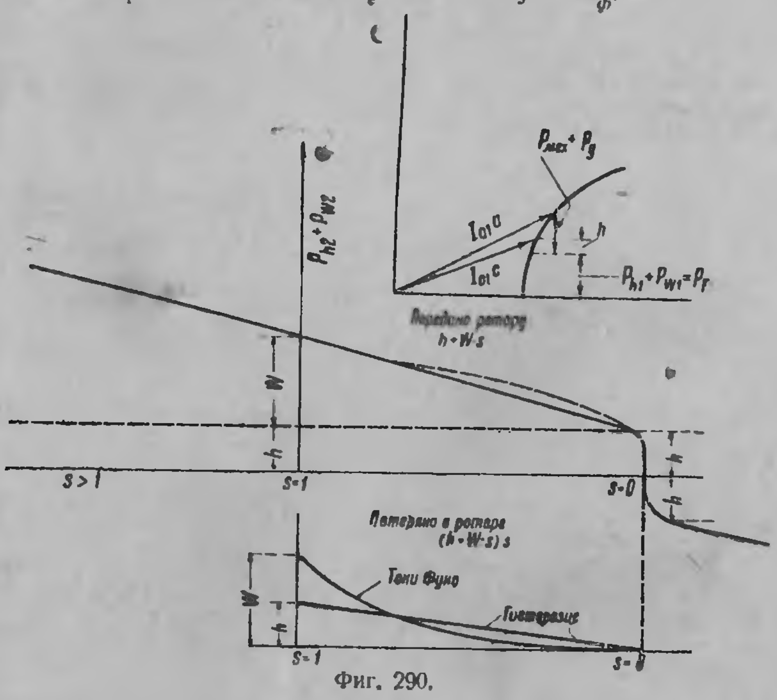
Доливо-Добровольский, а позднее акад. К. И. Шенфер предложили выполнять ротор асинхронного двигателя в виде сплошного железного цилиндра.

В таком роторе все токи Фуко в железе ротора создавали рабочий момент. Такие двигатели, имея все преимущества в смысле простоты и прочности ротора, однако, не получили распространения из-за больших потерь в роторе (железо обладает примерно в семь-восемь раз

большим удельным сопротивлением по сравнению с медью), а также из-за низкого коэфициента мощности таких двигателей по сравнению с нормальными ($\cos\varphi_{max} = 0,7$). Практическое значение момент от гистерезиса и токов Фуко имеет при асинхронном запуске синхронных двигателей.

158. Результирующий момент асинхронного двигателя. Влияние насыщения

В гл. 13, § 66 нами вычислен крутящий момент асинхронного двигателя M. На самом деле более точным является прибавить к величине M момент от гистерезиса $M_г$ и токов Фуко $M_ф$.



Фиг. 290.

Момент от высших гармоник асинхронного двигателя ΣM_ν при нормальной работе, как было выяснено в гл. 19, оказывает тормозящее действие и несколько уменьшает величину результирующего момента (при работе генератором наоборот). Момент от высших гармоник подсчитывается, на основании формулы гл. 19, § 88.

Итак

$$\Sigma M = M + M_г + M_ф \pm \Sigma M_\nu.$$

При точном подсчете крутящего момента асинхронного двигателя следует принять во внимание изменение реактанцев рассеяния двигателя при изменении скольжения и тока (гл. 16) из-за переменного насыщения магнитной цепи двигателя.

УКАЗАТЕЛЬ ЛИТЕРАТУРЫ И МАТЕРИАЛОВ,

которыми автор пользовался при составлении книги

ВВЕДЕНИЕ

O. Pollok, Fortschritte in elektrischen Mehrmotorenantrieben von Werkzeugmaschinen, „AEG-Mitt", № 3, 1931.

Die Entwicklung der neuen Drehstrommotoren von 5,5 bis 100 kW nach dem Bankstensystem, „Siemens-Zeitschrift", Heft 7, 1928.

Глава 2

R. Richter, Ankerwicklungen für Gleich und Wechselstrommaschinen (имеется перевод).

E. Arnold, Die Wechselstromtechnik, Bd. 3 — Die Wicklungen der Wechselstrommaschinen, стр. 167.

К. А. Круг, Бесколлекторные асинхронные двигатели, стр. 43.

А. Бергер. Обмотки переменного тока, стр. 38.

Chapman, Induction Motor, London.

Глава 3

F. Sallinger, Die asynchronen Drehstrommaschinen mit und ohne Stromwender, стр. 23 (имеется перевод).

Глава 4

O. S. Bragstad, Untersuchung von Mehrphasigen Asynchronmotoren, стр. 12.

E. Arnold, Die Wechselstromtechnik, Bd. III — Die Wicklungen der Wechselstrommaschinen.

Б. П. Апаров, Влияние зубцовых полей на форму кривой крутящего момента в асинхронных двигателях. Работы Машино-аппаратного отдела ГЭЭИ, вып. I, 1924.

Б. П. Апаров. Теория искажения кривой крутящих моментов при разбеге асинхронного двигателя, „Электричество" № 8, 1932.

Глава 5

Blomgvist, Die Eisensättigung der Drehstrommotoren, „ETZ" № 23, 1923.

L. Dreyfus, Die Theorie des Drehstrommotors mit Kurzschlussanker, Stockholm, стр. 24.

R. Pohl, Die M. M. K. Oberschwingungen der Drehstromwicklungen, „Archiv für Elektrotechnik", 1927, Bd. 18, стр. 232.

E. Kubler, Das magnetische Gesamtfeld bei Drehstrommotoren im Kurzschluss und Betrieb, „Archiv für Elektrotechnik", 1928, Bd. 21, стр. 410.

M. Liwschitz, Berechnung und Bemessung el. Maschinen, Bd. III, 1934 (имеется перевод).

Глава 6

R. Richter, Die elektrische Maschinen, Bd. I, стр. 270 (имеется перевод).

O. Bragstad Skancke, Die Theorie der Wechselstrommaschinen, стр. 196 (имеется перевод).

E. Roth, Alternateurs et Moteurs Synchrones, 2, стр. 104.

P. Alger, The Calculation of the Armatüre Reactance of Synchronous Machines, „Transactions of the AIEE“ № 2, 1928.

F. Niethammer „Ueber Stirnstreung von Asynchronmaschinen und Turbogeneratoren, „Elektrotechnik und Maschinenbau“, 1929, H. 12.

M. Krondl, La dispersion differentielle dans les maschines d'induction. „Revue Général de l' „Electricité“, № 10, 11, 1928, стр. 433, 479.

R. Richter, Die Elektrische Maschinen, Bd. I, стр. 241.

Arnold, Bd. III, стр. 282.

Mullner, Berechnung der Streung bei geschränkten Nuten, „Bergmann-Mitt.“, № 10, 1929.

Kübler, Nütenschrägung, „Elektrotechnische Zeitschrift“ № 46, 1934, стр. 1117.

R. Richter, Die elektrische Maschinen, Bd. I, стр. 176.

Глава 8

Bragstad-Skanche, Theorie der Wechselstrommaschinen, стр. 275 (имеется в переводе).

L. Dreyfus, Die zusätzlichen Eisenverluste in Drehstromasynchronmotoren, „Elektrotechnik und Maschinenbau“, H. 37, 38, 47, 44, 1927.

K. Kocourek, Zusatzverluste durch offene Standernuter in Inductionsmaschinen, „E. u. M.“ № 36, 1934.

L. Dreyfus, Die Theorie des Drehstrommotors mit Kurzschlussanker, стр. 16.

Б. П. Апаров, О расчете добавочных потерь асинхронных двигателей. Сборник За единые серии, № 2, 1936.

Глава 9

Б. П. Апаров, инж. Б. Г. Оркина и инж. В. М. Лавров, Опытное исследование магнитных потоков асинхронных двигателей. Отчет ВЭИ.

M. Liwschitz, Bd. III, Die El. Maschinen Berechnung und Bemessung.

Глава 12

Boulardet, Le moteur asynchrone polyphasé et son diagramme, „Revue Générale de l' „Electricité“, № 3, 1928.

Глава 13

Arnold, Die Inductionmaschinen, Bd. V, стр. 65.

К. Круг, Бесколлекторные асинхронные двигатели, стр. 120.

Глава 14

F. Sallinger, Die Asynchronen Drehstrommaschinen, стр. 45.

Hobart, Electric Motors, Vol. II, стр. 188.

Глава 16

Б. П. Апаров, О диаграммах тока асинхронных машин. „Сборник статей по энергетике № 7—8, изд. МЭИ, 1934.

Б. П. Апаров, О влиянии насыщения на работу асинхронных двигателей. Труды ГЭЭИ, вып. 11, 1924.

H. Kafka, Die Berücksichtigung der Sättigung in den Ortsdiagrammen den Mehrphasen-Asynchronmaschinen, „ETZ“ № 29.

Глава 17

Arnold, Die Inductionmaschinen, Bd. V, стр. 470. Ueber den Inductionsgenerator mit Kondensatorerregung nach U. Sordina, L'Elektrotecnica, 1921, „ETZ“ № 5, 1922.

F. Niethammer, Selbsterregung von Asynchronmaschinen und anderen Maschinen, „Elektrotechnik und Maschinenbau“, 1934, стр. 61.

H. Hafner, Der durch Kondensatoren selbsterregte Drehstrom-Asynchrongenerator, „Association Suisse des Electriciens-Bulletin“ № 4, 1935.

Глава 18

С. А. Ринкевич, Электрическое распределение механической энергий, т. I, стр. 245.

Глава 19

Б. Апаров, Влияние зубцовых полей на форму кривой крутящего момента в асинхронных двигателях. Труды ГЭЭИ, вып. I.

Б. П. Апаров. Теория искажений кривой крутящих моментов при разбеге асинхронного двигателя, „Электричество“ № 8, 1932.

L. Dreyfus, Die Theorie des Drehstrommotors mit Kurzschlussanker, 1924.

Fritze, Ueber Verzerrung der Feld, Spannungs und Stromkurve des Dreiphasen-Inductionsmotors, Gerauschbildung bei Elektrischen Maschinen. „Archiv für Electrotechnik“, Bd. X, 1922, стр. 73, 377.

Arnold, Die Inductionmaschinen, Bd. V, стр. 194.

B. P. Aparoff, Ueber Einfluss der Zähne auf die Drehmoment kurve Inductionmotors, „Elektrotechnik und Maschinenbau“, 1924, H. 39.

Möller, Ueber die Drehmomente beim Anlauf von Drehstrommotoren mit Käfigankern, „Archiv für elektrotechnik“, 1930, Bd. 24.

Arnold, Die Inductionmaschinen, Bd. V, стр. 401, стр. 182.

Глава 20

Б. П. Апаров, Методы расчета зубцов бесшумных асинхронных двигателей, „Электричество“ № 12, 1936 г.

Глава 21

Arnold, Die Inductionmaschinen, Bd. V, стр. 186.

Б. П. Апаров, Исследование работы асинхронного двигателя при неравных сопротивлениях фаз реостата, „Вестник теоретической и экспериментальной электротехники“ № 6 и 7, 1928.

Б. П. Апаров и инж. Н. В. Горохов, Опытное исследование рабочего процесса асинхронного двигателя с неравными сопротивлениями фаз реостата, „Вестник теоретической и экспериментальной электротехники“ № 4, 1931.

Глава 22

Б. П. Апаров, Влияние различных неисправностей замыкающего механизма на работу асинхронных двигателей, „Электричество“ № 17 и 18, 1928.

Глава 23

Б. П. Апаров, О времени разбега асинхронного двигателя, Труды ГЭЭИ, вып. IV.

R. Rüedenberg, Elektrische Schaltvorgänge, стр. 130 (есть перевод).

M. Liwschitz, Anlauferwärmung von Kurzschlussankermotoren, „ETZ“, 1930, стр. 962, 1007.

Глава 24

Определение мощности асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором, допустимых к включению в сети общественного пользования, „Вестник электропромышленности“ № 5 и 6, 1931.

Arnold, Die Inductionmaschinen, Bd. V, стр. 244.

Punga-Raydt, Drehstrommotoren mit Doppelkäfiganker und verwandte Konstruktionen (есть перевод), стр. 15 и 120.

Глава 25

Punga-Raydt, Drehstrommotoren mit Doppelkafiganker, стр. 80.

A. Field, „American Institut of E. E.“, 1905, стр. 659.

Emde, Einseitige Stromverdrängung in Ankernuten, „Elektrotechnik“ und Maschinenbau“, 1908, стр. 703.

К. И. Шенфер и А. И. Москвитин, Экспериментальное исследование явления вытеснения тока в пазу, „Вестник теоретической и экспериментальной электротехники“ № 10, 1928; то же „Archiv für Elektrotechnik“ № 6, 1930.

Глава 26

F. Punga und O. Raydt, Drehstrommotoren mit Doppelkäfiganker, стр. 41.
М. Костенко и Б. И. Кузнецов, Основания теории и расчета двигателей Бушеро, „Бюллетень ВЭО“ № 7 и 8, 1930.
Б. П. Апаров, К вопросу расчета асинхронных двигателей, „Электричество“ № 17, 1934.

Глава 29

I. Biermanns, Ueberströme in Hochspannungsanlagen, стр. 79 и др.
Б. Апаров, К вопросу нестационарных процессов в асинхронных машинах, „Электричество“ № 20, 1934.
E. W. Boehne, Колебательные процессы в обмотке статора электрических машин, „Transactions of „AIEE“, № 3, 1930.

Глава 31

М. П. Костенко, Коллекторные машины переменного тока.
Д. А. Завалишин, Пособие к исследованию коллекторных машин.

Глава 32

Arnold, Inductionsmaschinen, Bd. V., стр. 574, 579.
И. А. Черданцев, Индукционные машины и их каскады, стр. 21 и др.
В. А. Толвинский, Асинхронные режимы машины при двойном питании от той же сети, „Электричество“ № 9, 1926.
Б. П. Апаров, Асинхронный двигатель двойного питания с дополнительной обмоткой на статоре, „Вестник теоретической и экспериментальной электротехники“ № 3, 1931

Глава 34

Б. П. Апаров и В. А. Трапезников, Асинхронные двигатели с регулированием скорости посредством изменения числа полюсов в отношении 1 : 2. Отчет ВЭИ, 1931,
M. Liwschitz, Polumschaltbare Wicklungen, „ETZ“ № 20, 1926.

Глава 35

M. Kühnert, Verhalten asynchroner Drehstrommotoren bei sich ändernder Netzspannung, „ETZ“ № 44, 1925.
Eindt, Защита больших асинхронных моторов, имеющих роторы с контактными кольцами при колебаниях напряжения, „ETZ“ № 50, 1932.
R. Ruedenberg, Быстрое отключение коротких замыканий сети для устойчивой работы генераторов и моторов, “Elektrotechnik und Maschinenbau“, № 14/15, 1933.
М. Костенко, Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов, „Электричество“ № 2, 1925.

Дополнение

Bragstad und Skancke, Theorie der Wechselstrommaschinen, стр. 261.

II — 48

ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ

Стр.	Строка	Напечатано	Должно быть
76	17 сверху	ν-фазной	m-фазный
81	17 снизу	$\dot{\delta}_C =$	$\dot{\delta}_0 =$
123	10 „	небольшие	наибольшие
168	2 и 3 сверху	E'_{20}	E'_{2a}
322	2 сверху	$\overline{OC}$	$\overline{I_{0a}D}$

Зак. 3711 — Б. П. Апаров.